

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-245433

(43)Date of publication of application : 19.09.1997

(51)Int.CI. G11B 20/10

(21)Application number : 08-073035

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 05.03.1996

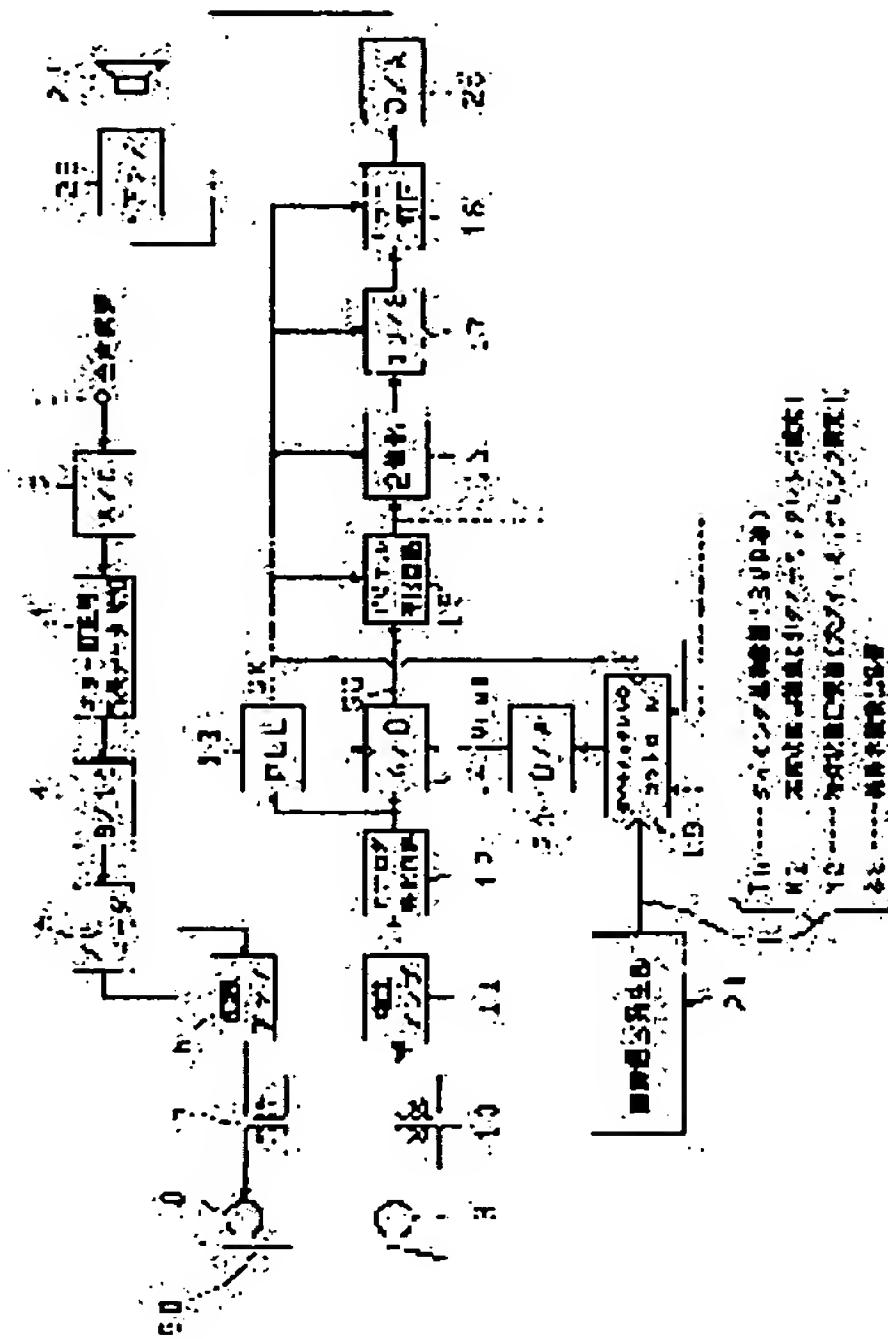
(72)Inventor : HIRASAKA HISAKADO

(54) DATA REPRODUCING EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To lessen an error by making a control so that a dynamic range be made small when an operation of data reproducing equipment is in a steady state and that the dynamic range be made large when the operation is in a specific state.

SOLUTION: In this data reproducing equipment, a dynamic range of an A/D converter 14 is made small in a steady state wherein an input signal is stable in a certain degree and thereby a quantization error is lessened, so that an error rate be improved. At the time when there is the possibility that an input signal to the A/D converter 14 changes suddenly, e.g. at the time of search, a change in a mode or others, on the other hand, the dynamic range of the A/D converter 14 is made large, even though the quantization error is allowed in a certain degree, and thereby a sufficient saturation margin is secured so that an overflow may not occur. According to this constitution, an extreme increase of an error is prevented.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-245433

(43)公開日 平成9年(1997)9月19日

(51)Int.Cl.^a
G 11 B 20/10識別記号
3 2 1府内整理番号
7736-5DF I
G 11 B 20/10技術表示箇所
3 2 1 A

審査請求 未請求 請求項の数6 FD (全21頁)

(21)出願番号 特願平8-73035

(22)出願日 平成8年(1996)3月5日

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72)発明者 平坂 久門

東京都品川区西五反田3丁目9番17号 ソニーマグネスケール株式会社内

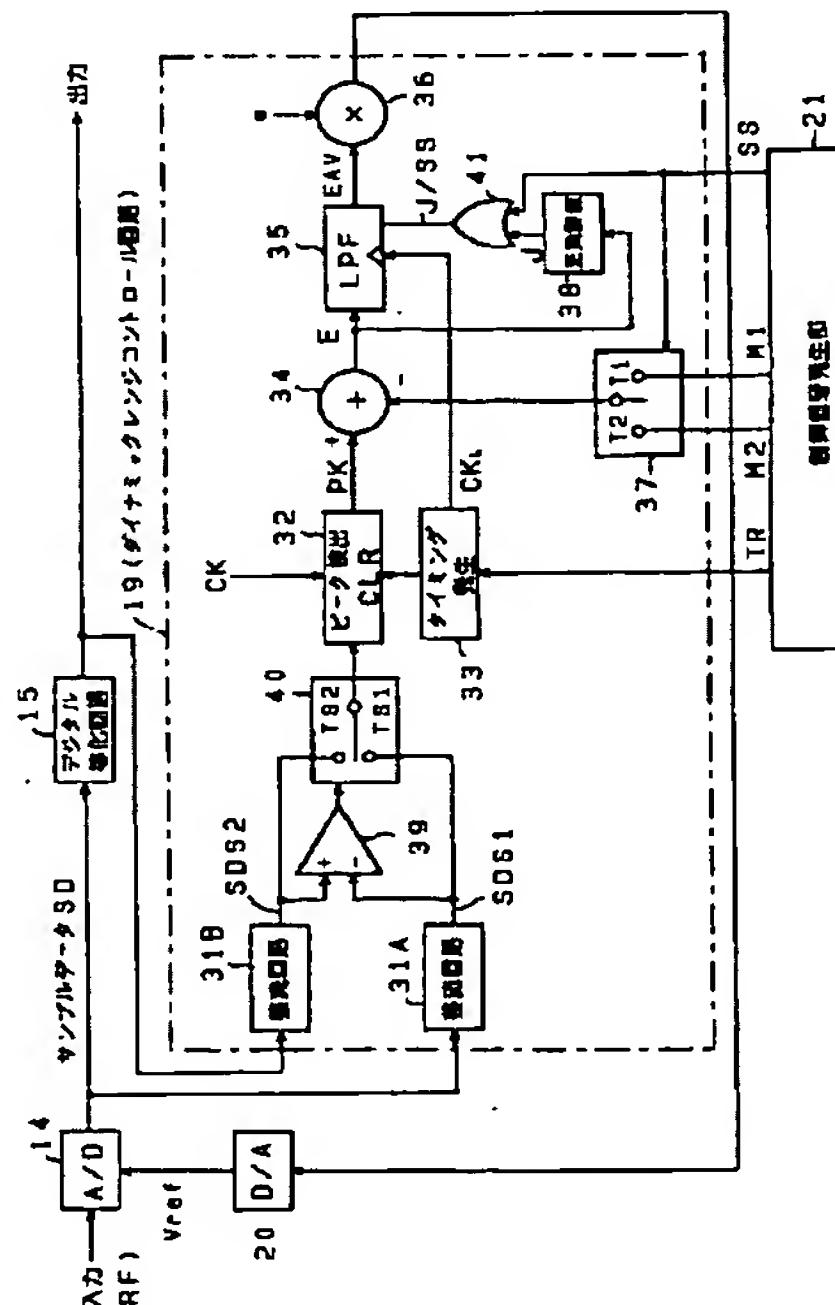
(74)代理人 弁理士 脇 篤夫 (外1名)

(54)【発明の名称】 データ再生装置

(57)【要約】

【課題】 A/D変換手段のダイナミックレンジを可変制御し、飽和防止と量子化誤差の減少を実現する。

【解決手段】 データ再生装置の動作が定常状態であるときはダイナミックレンジを小さく、また当該データ再生装置の動作が特殊状態であるときはダイナミックレンジを大きくする。また定常状態ではダイナミックレンジ可変制御動作の応答性を遅く、特殊状態では応答性を早くする。ダイナミックレンジを拡大する際には応答性を早くする。またA/D変換手段の出力及び等化手段の出力の両方を監視して、A/D変換手段におけるダイナミックレンジを適応的に可変制御する。



クレンジを適応的に可変制御できるダイナミックレンジ制御手段を備えたことを特徴とするデータ再生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、記録媒体から読み出された信号をデジタルデータに変換して等化処理やデコード処理を行ない、データを再生するデータ再生装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】磁気テープ、磁気ディスク、光ディスク、光磁気ディスクなど、各種の記録媒体及びそれに対応する記録再生装置が普及している。近年の高密度デジタル記録システムにおける再生装置では、再生ヘッドによって記録媒体から読み出された信号（RF信号）に対してアナログイコライザやデジタルフィルタによる等化処理を行ない、等化されたRF信号をA/D変換する。そしてデジタルデータに対して等化処理、2値化処理、デコード処理、エラー訂正処理等を行なってデータを再生することが多い。これは、高密度デジタル記録システムのRF信号処理技術として、等化方式をバーチャルレスポンス方式、検出方式を最尤復号法（ビタビ復号：ビタビ検出：Maximum Likelihood Detection Method）という組み合わせ（PRML方式）を採用する例が増えてきているためである。

【0003】例えばDAT（デジタルオーディオテープ）記録再生装置を例にあげると、従前は積分等化を探用し、RF処理としてはアナログリミッタで2値化を行ない、デコード及びエラー訂正という簡単な構成でした。しかし、PRML方式を採用した場合は、ビタビ検出動作が、等化されたRF信号の検出点電圧系列（サンプリングデータ系列）をデジタル信号処理することで2値化する仕組みであるため、RF信号をサンプリングするためのA/D変換器が必要となる。

【0004】ところが、A/D変換器はアナログ→デジタル変換可能な信号入力範囲として固有のダイナミックレンジを持ち、ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルが適正範囲でない場合は良好なサンプルデータが得られず、検出エラーが多発するという事態が生ずる。

【0005】即ちダイナミックレンジに比べて著しく小さい振幅のRF信号が入力された場合は、A/D変換器の出力（サンプルデータ）中の量子化誤差が増大し、S/N比が悪化するため検出エラーが増加する。またダイナミックレンジを越えるような大振幅のRF信号が入力された場合は、サンプルデータは飽和したデータとなり、即ちA/D変換動作における直線性が損なわれてしまう。このようなサンプルデータのS/N比は極度に劣化しており、検出エラーは大幅に増加する。

【0006】これらの状況を図12～図25で説明する。RF信号をクラス1バーチャルレスポンス方式（P R(1,1) 方式）で等化された波形であるとして説明す

【特許請求の範囲】

【請求項1】記録媒体から読み出されたRF信号をA/D変換手段でデジタルデータに変換してデコード処理を行ないデータを再生するデータ再生装置において、前記A/D変換手段におけるダイナミックレンジを可変制御できるダイナミックレンジ制御手段を備え、このダイナミックレンジ制御手段は、当該データ再生装置の動作が定常状態であるときはダイナミックレンジを小さく、また当該データ再生装置の動作が特殊状態であるときはダイナミックレンジを大きくするように制御を行なうことを特徴とするデータ再生装置。

【請求項2】前記特殊状態であるときは、当該データ再生装置がサーチ動作を行なっている期間及び／又は動作モードが遷移したときの所定期間とすることを特徴とする請求項1に記載のデータ再生装置。

【請求項3】記録媒体から読み出されたRF信号をA/D変換手段でデジタルデータに変換してデコード処理を行ないデータを再生するデータ再生装置において、前記A/D変換手段におけるダイナミックレンジを前記A/D変換手段の出力に応じて適応的に可変制御できるダイナミックレンジ制御手段を備え、

このダイナミックレンジ制御手段は、当該データ再生装置の動作が定常状態であるときは前記A/D変換手段の出力に応じたダイナミックレンジ可変制御動作の応答性が遅くなるように設定され、また当該データ再生装置の動作が特殊状態であるときは前記A/D変換手段の出力に応じたダイナミックレンジ可変制御動作の応答性が早くなるように設定されることを特徴とするデータ再生装置。

【請求項4】前記特殊状態であるときは、当該データ再生装置がサーチ動作を行なっている期間及び／又は動作モードが遷移したときの所定期間とすることを特徴とする請求項3に記載のデータ再生装置。

【請求項5】記録媒体から読み出されたRF信号をA/D変換手段でデジタルデータに変換してデコード処理を行ないデータを再生するデータ再生装置において、前記A/D変換手段におけるダイナミックレンジを前記A/D変換手段の出力に応じて適応的に可変制御できるダイナミックレンジ制御手段を備え、

このダイナミックレンジ制御手段は、前記A/D変換手段のダイナミックレンジを拡大する制御を行なう際には、前記A/D変換手段の出力に応じたダイナミックレンジ可変制御動作の応答性が早くなるように設定されることを特徴とするデータ再生装置。

【請求項6】記録媒体から読み出されたRF信号をA/D変換手段でデジタルデータに変換し、等化手段で等化処理を行なってからデコード処理を行ないデータを再生するデータ再生装置において、

前記A/D変換手段の出力及び前記等化手段の出力の両方を監視して、前記A/D変換手段におけるダイナミック

る。図12はクラス1バーシャルレスポンス等化波形のアイバターンである。この等化波形は、図中○で示すサンプルポイント（検出点）で「1」「0」「-1」の3種類の値を取りうる。しかし現実の波形はノイズを含むのでこの図のようにサンプルポイントで1点に収束することはなくばらつく。

【0007】このような波形をサンプリングすると、図13のような、3つの電圧を中心に分布したサンプルデータ分布が得られる。この図13はRF信号をA/D変換器でサンプリングしたサンプルデータ値（電圧値）を30000ポイント表示したグラフである。これはA/D変換器の精度を8ビット（-128～+127）とし、A/D変換器のダイナミックレンジを概略図14のように設定したときの状態である。つまり図14のようにRF信号波形の振幅（斜線部）に対してA/D変換器のダイナミックレンジとして或る程度の飽和余裕をとり、RF信号振幅に対してA/D変換器のダイナミックレンジがだいたい適正な状態に設定されているとされる場合である。このような場合は、図13のように、ほぼ±100ポイントのサンプリングデータ分布が得られた。

【0008】次に、RF信号電圧（振幅）が図15のように、図14に比べてほぼ半分になった場合について考えてみる。このときのサンプルデータ分布は図16のようになる。図16のグラフは前記図13と同一スケールにより示したものであり、これを拡大したのが図17である。図16からわかるように、サンプルデータ分布は約±50ポイントの範囲の分布となり、特に図13に対して図17を比較してわかるようにサンプルデータ分布はまばらになっている。これはA/D変換器のダイナミックレンジに対してRF信号振幅が小さくなることで量子化誤差が増加していることを意味する。

【0009】さらに、RF信号電圧（振幅）が図14の状態に比べて約1/4、約1/8となった場合の分布をそれぞれ図18、図20に示す。図18、図20は前記図13と同一スケールにより示したものであり、図18を拡大したのが図19、図20を拡大したものが図21である。これらの図からは、サンプルデータ分布はさらにまばらになっていることが観測され、つまりA/D変換器のダイナミックレンジに対してRF信号振幅が小さくなっていくほど量子化誤差が増加していくことが理解される。

【0010】次に、RF信号振幅がA/D変換器のダイナミックレンジを越えるようなものとなった場合を考える。図22は、図23に示すようにA/D変換器のダイナミックレンジを設定した場合のサンプルデータの分布を示している。つまり、図14のようにダイナミックレンジが標準的なものとなっている場合に比べてRF信号振幅が約1.5倍となった例である。図22の分布状態では、サンプルデータの値の最大値は+127、最小値は

-128に制限され、飽和していることが観測される。RF信号電圧がたった約1.5倍大きくなるような変化をしたに過ぎないが、これによってA/D変換動作の直線性が損なわれる。そしてこのようなサンプルデータ系列に対してはビタビ復号は正常動作せず、エラーが多発することになる。

【0011】さらに図24は、図25に示すようにA/D変換器のダイナミックレンジを設定した場合のサンプルデータの分布を示している。これは図14のようにダイナミックレンジが標準的なものとなっている場合に比べてRF信号振幅が約2倍となった例である。この図24の分布状態でもサンプルデータの値の最大値は+127、最小値は-128に制限され、飽和していることが観測される。そしてRF信号電圧が約2倍大きくなることによりA/D変換動作の直線性は大きく損なわれ、このようなサンプルデータ系列に対してはビタビ復号は正常動作せず、エラーはより多発することになる。

【0012】以上のようにダイナミックレンジに比べて入力信号レベルが適正範囲でない場合はA/D変換器から良好なサンプルデータが得られず、検出エラーが多発することになる。このような事情に対して本出願人は先行技術として特願平6-183945号に記載した提案を行なった。この特願平6-183945号には、A/D変換器の出力に応じてA/D変換器の入力レベルを制御するAGC回路（オートゲインコントロール回路）を設けることで、入力信号をA/D変換器のダイナミックレンジに対して適切なレベルとする技術が記載されている。

【0013】
30 【発明が解決しようとする課題】 A/D変換器の入力信号に対するAGC回路を設けることで、通常は、A/D変換器のダイナミックレンジに対する入力信号レベルを適正範囲とさせることができるが、以下のような問題点が残されている。

【0014】再生装置では、再生動作、サーチ動作など、動作モードが遷移するとき、再生動作が記録媒体上の未記録部分から既記録部分に突入したとき、再生動作が記録媒体上の既記録部分から未記録部分に突入したとき、などはRF信号レベルが大きく変動することがある。

【0015】上述したA/D変換器のダイナミックレンジと入力信号レベルの関係としてはこのような場合に生ずる突発的な振幅増大にも対処可能とすることが必要であるが、このためには予めダイナミックレンジを大きめに設定しておくことが必要である。即ち飽和余裕を持たせることである。ところが、このような場合は量子化誤差が増大することになる。つまりAGC回路による通常時の入力レベル制御だけでは従って量子化誤差の減少と突発的大振幅への対応という2つの要件を満たすことができない。

【0016】また、入力信号振幅の突発的变化についてAGC回路の応答性能を考えると次のような問題が生ずる。まずRF信号振幅が小レベルから大レベルに突発的に変化する時は、それまでA/D変換器のダイナミックレンジに対しては小レベル信号が適正状態となるようAGC制御されているため、突然の大振幅入力時には相対的にダイナミックレンジが過小なものとなってしまう。よってAGC回路が大振幅入力に対応してゲインを適正状態に下げるまでの期間は、サンプルデータは飽和するため、SN比は大きく劣化しエラーが極度に増加する。従って、このような場合に大振幅に即座に応答できるようにAGC回路には迅速な応答性能が求められる。

【0017】またRF信号振幅が大レベルから小レベルに突発的に変化する時は、ダイナミックレンジがそれまでの大振幅RF信号に適応している状態であるので、小レベル入力に対して相対的にダイナミックレンジが過大なものとなってしまう。このため量子化誤差が増大し、この場合もSN比の劣化、エラーの増大が生ずる。従って、この場合にもAGC回路には迅速な応答性能が求められる。

【0018】ところが応答速度を速めると、収束性が悪くAGCループが不安定になる。このため、突発的な振幅変化に十分対応できるほど高速応答化を行なうことができなかった。そして高速応答化の困難な事情から、コンピュータデータストレージ機器などのように頻繁に再生／サーチなどの動作モードが変化する機器では、特に不利なものとなっていた。つまり、AGC回路が安定するまでのオーバーヘッドが長くなり、これによって機器の反応速度が遅くなるためである。

【0019】さらにデジタル等化回路を備えた装置について考えると、A/D変換器の出力段階でサンプルデータが飽和していくなくとも、デジタル等化回路の演算によりデータにオーバーフローが生ずる恐れがある。特に等化特性を自動調整（適応等化）する機器の場合は、等化特性の変化を予測できないため、等化回路の出力信号についても監視を行なうことが求められている。

【0020】

【課題を解決するための手段】本発明は以上のような問題点に鑑みてA/D変換手段のダイナミックレンジと入力信号レベルが常に適切な状態となるように制御可能とともに、A/D変換手段のダイナミックレンジを大きくして飽和余裕を得ることと量子化誤差を小さくするという相反した要件を場合分けにより満足できることにすること、制御ループの安定性と応答速度の高速化という相反する要件を場合分けにより満足できることにすること、必要なときには量子化誤差対策よりも飽和対策を優先すること、デジタル等化を行なう場合には、そのデジタル等化処理における飽和防止も実現すること、を目的とする。

【0021】このため、まずA/D変換手段におけるダ

イナミックレンジを可変制御できるダイナミックレンジ制御手段を備え、このダイナミックレンジ制御手段は、当該データ再生装置の動作が定常状態であるときはダイナミックレンジを小さく、また当該データ再生装置の動作が特殊状態であるときはダイナミックレンジを大きくするように制御を行なう。つまりA/D変換手段のダイナミックレンジと入力信号レベルが常に適切な状態となるようにダイナミックレンジを可変制御するとともに、突発的な振幅変化が殆ど発生しないと思われる定常状態では、A/D変換手段のダイナミックレンジを小さくして量子化誤差を小さくするが、突発的な振幅変化が発生する恐れのある特殊状態ではダイナミックレンジを大きくして飽和余裕を大きくし、オーバーフローを防止する。

【0022】また、A/D変換手段におけるダイナミックレンジをA/D変換手段の出力に応じて適応的に可変制御できるダイナミックレンジ制御手段を備え、このダイナミックレンジ制御手段は、当該データ再生装置の動作が定常状態であるときはA/D変換手段の出力に応じたダイナミックレンジ可変制御動作の応答性が遅くなるように設定され、また当該データ再生装置の動作が特殊状態であるときはA/D変換手段の出力に応じたダイナミックレンジ可変制御動作の応答性が早くなるように設定されるようにする。つまりA/D変換手段のダイナミックレンジと入力信号レベルが常に適切な状態となるようにダイナミックレンジを可変制御するとともに、突発的な振幅変化が殆ど発生しないと思われる定常状態では、制御の応答性を遅くして安定性を優先させ、突発的な振幅変化が発生する恐れのある特殊状態では応答性を速くして振幅変化に即座に対応できるようにする。

【0023】また、A/D変換手段におけるダイナミックレンジをA/D変換手段の出力に応じて適応的に可変制御できるダイナミックレンジ制御手段として、A/D変換手段のダイナミックレンジを拡大する制御を行なう際には、A/D変換手段の出力に応じたダイナミックレンジ可変制御動作の応答性が早くなるようする。つまり、ダイナミックレンジ拡大時にはオーバーフロー対策を最優先させる。

【0024】また、A/D変換手段の出力及び前記等化手段の出力の両方を監視して、A/D変換手段におけるダイナミックレンジを適応的に可変制御できるダイナミックレンジ制御手段を設けることで、A/D変換処理とデジタル等化処理の両方に關して飽和防止を実現する。

【0025】

【発明の実施の形態】以下、本発明の各種実施の形態としてのデータ再生装置を、DAT記録再生装置として実現する例で説明する。なお、この例は音声データをデジタル化して記録／再生するDAT記録再生装置とするが、コンピュータデータ等を対象としたデータストレージ機器としてDATシステムやその他の磁気テープメデ

ィアが用いられるシステム、磁気ディスクシステム、光磁気ディスクシステム、光ディスクシステムであっても、本発明は同様に適用できるものである。

【0026】[第1の実施の形態] 図1は磁気テープに対しての音声信号の記録／再生を行なうDAT記録再生装置のブロック図である。記録されるアナログ音声信号は端子1から入力されてA/D変換器2でデジタルデータに変換される。そして、エラー訂正用エンコード部3で所定のデータ単位毎にエラー訂正コードが付加され、記録用のフォーマットとしてのデジタルデータが生成される。このデジタルデータは8-10変調部4で8-10変調処理されて記録用の信号とされ、プリコーダ5を介して記録アンプ6に供給される。この記録用の信号としては、次のロータリトランス7を介し、ここで直流(DC)成分がカットされることから、DCフリーの符号則である8-10変調が採用されているものである。またプリコーダ5は例えばクラス1バーシャルレスポンス(PR(1,1))におけるプリコーダである。

【0027】記録アンプ6で増幅された信号はロータリトランス7を介して回転ドラム内の記録ヘッド8に供給され、記録ヘッド8により走行されている磁気テープ90に対する磁気記録動作が行なわれる。図示しないが記録ヘッド8を搭載した回転ドラムに対しては磁気テープ90は高さ方向に傾斜した状態で所要角度巻きつけられながら走行し、また回転ドラムは磁気テープ90に摺接しながら回転されることで、いわゆるヘリカルスキャン方式による記録トラックが形成されていく。

【0028】再生時には、回転ドラムに巻きつけられた磁気テープ90が走行されるとともに回転ドラムが回転されることで、回転ドラムに搭載されている再生ヘッド9が記録トラックをトレースしていき、記録されたデータが読み出される。なお、図面上は1つの記録ヘッド8、1つの再生ヘッド9を示しているのみであるが、実際にはアジマスペタ記録方式が採用されるため、アジマス角度の異なる2つの記録ヘッド、2つの再生ヘッドがそれぞれ互いに所定角度離れた状態で回転ドラムの周面上に配置されていることになる。実際の形態としては2つの記録専用ヘッドと2つの再生専用ヘッドが用いられる場合、2つの記録再生ヘッドが用いられる場合、1つの記録再生ヘッドと各1つの記録ヘッド、再生ヘッドが採用される場合等がある。

【0029】再生ヘッド9で読み出された信号はロータリートランス10を介して再生アンプ11に供給される。なお、実際には記録用のロータリートランス7と再生用のロータリートランス10は1つのロータリートランスで兼用できる場合もある。再生アンプ11で増幅された信号はアナログ等化回路12で等化処理されてPLL回路13及びA/D変換器14に供給される。アナログ等化回路12は、いわゆる一般的なアナログイコライザとして構成され、再生ヘッド9が有する微分特性を補

正するための低域に対して積分特性を有する積分回路と、再生ヘッド9のギャップ等によるロスを補正するための高域に対して微分特性を持つ微分回路と、必要な帯域の信号だけを通過させるローパスフィルタと、このローパスフィルタによる位相回りを補正するため振幅を変化させずに位相を変化させる位相等化器とを備える。

【0030】PLL回路13はアナログ等化回路12からの出力に同期した再生クロックCKを生成し、A/D変換器14、デジタル等化回路15、2値化回路16、10-8変換部17、エラー訂正部18に対して動作クロックとして供給する。

【0031】アナログ等化回路12からの出力はA/D変換器14でデジタルデータ化された後、その信号(サンプルデータSD)はデジタル等化回路15に入力される。このデジタル等化回路15はトランスバーサルフィルタと適応等化係数計算回路から形成される。そして適応等化係数計算回路がトランスバーサルフィルタの出力から予測される予測誤差に応じて適応的にタップ係数を可変させ、トランスバーサルフィルタのフィルタリング処理を制御する。トランスバーサルフィルタではアナログ等化回路12の出力段階の信号において残留する等化誤差を最小化する働きを行なうことになるが、そのための等化特性が、適応等化係数計算回路から与えられるタップ係数により適応的に最適状態に設定されることになる。

【0032】デジタル等化回路15においてフィルタリング処理された信号は2値化回路16に供給される。2値化回路16では入力される信号を2値化し、10-8変換部17に出力する。本例の場合、PRML方式が採用されており、プリコーダ5からデジタル等化回路15の出力までの伝達特性はバーシャルレスポンス特性とされ、2値化回路16はビタビ復号を行なうものとされる。

【0033】10-8変換部17は記録時の8-10変調に対するデコード動作を行なう。デコードされたデータはエラー訂正部18でエラー訂正処理がされた後、D/A変換器25でアナログ信号とされる。つまりもともとのアナログ音声信号とされる。そしてアンプ26により増幅されスピーカ27から音声として出力される。

【0034】A/D変換器14の出力であるサンプルデータSDは、ダイナミックレンジコントロール回路19にも供給される。詳しくは後述するが、ダイナミックレンジコントロール回路19はサンプルデータSDと、制御信号発生部21からの各種信号に応じてA/D変換器14のダイナミックレンジを設定する値を発生させる。その値はD/A変換器20でアナログ電圧値とされるが、そのアナログ電圧値はA/D変換器14の基準電圧Vrefとなる。つまりA/D変換器14は基準電圧がダイナミックレンジコントロール回路19により可変されことで、A/D変換動作のダイナミックレンジが可

変されることになる。そしてダイナミックレンジコントロール回路19はA/D変換器14の出力であるサンプルデータSDの値に基づいてフィードバック制御を行なうことで、図2に模式的に示すような動作が実現される。

【0035】図2(a)はRF信号振幅が比較的大レベルであった場合であり、このようなときは基準電圧V_{ref}が大きい値とされダイナミックレンジが広げられることで、A/D変換器14は入力信号に対して適度な飽和余裕を備え、また量子化誤差も小さいものとなる適切なダイナミックレンジとされる。また図2(b)のようにRF信号振幅が小さくなかった場合は、基準電圧V_{ref}が小さい値とされダイナミックレンジが小さくされることで、A/D変換器14は入力信号に対して適度な飽和余裕を備え、また量子化誤差も小さい適切なダイナミックレンジとされる。

【0036】ダイナミックレンジコントロール回路19は基本的にはこのようなダイナミックレンジ可変制御を実行するが、第1の実施の形態の例としては特に制御信号発生部21からの各種信号に応じて最適なダイナミックレンジ可変制御を行なう。

【0037】制御信号発生部21から発生される各種信号は次の通りである。タイミング基準信号TRは、サンプルデータSDの検出タイミングの基準となる信号であり、例えば互いに逆アシマスとなる一対の再生ヘッド9のヘッド切り換えに同期したスイッチングパルス(SWP)などをタイミング基準信号TRとして用いることが好適である。

【0038】定常状態目標値M1は、基準的なダイナミックレンジとして比較的小さいダイナミックレンジを設定するための目標値である。特殊状態目標値M2は、基準的なダイナミックレンジとして比較的大きいダイナミックレンジを設定するための目標値である。

【0039】特殊状態検出信号SSは、サーチ動作時、及び動作モード遷移時から所定期間において「H」となる信号とする。即ち磁気テープ90の再生に関して早送りサーチまたは巻き戻しサーチを行なっている期間は「H」となる。さらに、動作モード遷移時とは、再生→停止、再生→記録、再生→早送りサーチ、再生→巻き戻しサーチ、停止→早送りサーチ、停止→巻き戻しサーチ、記録→再生、記録→早送りサーチ、記録→巻き戻しサーチ……など、動作モードのあらゆる変化時のことをしていい、このような動作モード変化が発生してから所定期間は特殊状態検出信号SSが「H」となる。制御信号発生部21は、動作モードの変化やサーチ状態であることは例えば図示しないシステムコントローラ(マイクロコンピュータ)からの信号により検出し、それによって特殊状態検出信号SSを「H」とするような回路系が形成されればよい。もしくは、システムコントローラそのものを制御信号発生部21として機能させることも当然可

能である。

【0040】なお、RF信号状態から再生動作が磁気テープ90上の未記録部分から既記録部分に突入したこと、又は再生動作が磁気テープ90上の既記録部分から未記録部分に突入したことを検出して、その際にも特殊状態検出信号SSを「H」とするようにしてもよい。

【0041】ところで図1においては破線で示すようにデジタル等化回路15の出力もダイナミックレンジコントロール回路19に供給されているが、これは後述する

10 第4、第5の実施の形態が採用される場合の構成となる。

【0042】図3は第1の実施の形態としての本例の要部を示す。ダイナミックレンジコントロール回路19は、整流回路31、ピーク検出回路32、タイミング発生部33、減算器34、ローパスフィルタ35、乗算器36、スイッチ37から構成されている。

【0043】A/D変換器14からのサンプルデータSDは整流回路31において整流される。図4(a) (b)の整流動作の様子を示す。A/D変換器14は8ビットA/D変換器であるとした場合、サンプルデータSDは図4(a)のように正值から負値までの値をとりうる例えば8ビットデータとなる。即ちサンプルデータSDの量子化値としては-128～+127まで分布する。このサンプルデータSDは整流回路31で整流(絶対値化)され、図4(b)のように正值のみのデータとなる。

【0044】整流されたサンプルデータSDSはピーク検出回路32に供給される。ピーク検出回路32は例えば図5のようにコンバレータ51、8ビットフリップフロップ52、スイッチ53から構成される。8ビットフリップフロップ52にはクリア信号がタイミング発生部33から供給される。またPLL回路13からのクロックCKがラッチロックとして供給されている。整流されたサンプルデータSDSはコンバレータ51及びスイッチ53のTi端子に供給される。

【0045】コンバレータ51は入力されるサンプルデータSDSとフリップフロップ52のラッチ出力について大小の比較を行ない、その比較結果によりスイッチ53の制御を行なう。即ち、サンプルデータSDSの方が大きいときのみスイッチ53をTo端子に接続し、サンプルデータSDSをフリップフロップ52に蓄積させる。サンプルデータSDSよりフリップフロップ52のラッチ出力の方が大きいときはスイッチ53をT0端子に接続し、従って、フリップフロップ52に蓄積される値はそのまま維持される。フリップフロップ52のラッチ出力はピーク検出値PKとなる。

【0046】このピーク検出動作は図4(c)～(e)のようになる。タイミング発生部33は図4(c)のようなタイミング基準信号TRに応じて、フリップフロップ52に対して図4(d)のようなクリア信号CLRを

発生させる。このクリア信号CLRによりフリップフロップ52はクリアされ、その時点からサンプルデータSDSよりフリップフロップ52のラッチ出力を比較していき、サンプルデータSDSの方が大きければフリップフロップ52の蓄積値が更新されていくため、ピーク検出値PKは図4(e)のようになる。クリア信号CLRは磁気テープ90上の再生動作の1トラックに1回のタイミングで発生されることにより、1トラック単位でピーク検出値PKが得られる。

【0047】ピーク検出値PKは減算器34に供給され、目標値Mが減算される。そしてその減算により得られた誤差E、つまりピーク値と目標値Mの差がローパスフィルタ35に供給される。ローパスフィルタ35は、タイミング発生部33から図4(f)に示すようにクリア信号よりも所定期間遅延したタイミングでクロック(LPFクロック)CK_Lが供給されており、このLPFクロックCK_Lに基づいて平滑動作が行なわれる。つまり、フリップフロップ52のピーク検出値PKが正しく1トラック内のピーク値となったタイミングでの誤差Eが平滑処理対象となる。そしてローパスフィルタ35では、入力される誤差Eが近隣のトラック、つまり過去数トラック分についての誤差Eとの間で平滑化が行なわれ、その平滑化された信号EAVは乗算器36で係数αが乗算されてD/A変換器20に出力されることになる。

【0048】このような一連の動作の結果、ピーク検出値PKが目標値Mより小さい場合はD/A変換器20への出力値は小さくなり、これによりA/D変換器14のダイナミックレンジは小さくなる方向に修正される。逆にピーク検出値PKが目標値Mより大きければ、A/D変換器14のダイナミックレンジは大きくなる方向に修正される。

【0049】ここでサンプルデータSDが-128～+127の値をとるものとしたときに目標値Mを+110に設定したと考える。するとこの場合1トラック期間のサンプルデータSDのピーク値が平均して±110となるように制御されることになる。この場合、A/D変換器14での飽和に対する余裕率は、

$$\{(127 - 110) / 110\} \times 100 = 15\% \text{である。}$$

【0050】一方、量子化誤差の増加を或る程度許容しても飽和余裕率を増やしたいと考えるときは目標値Mを小さくすればよい。例えば目標値Mを+50に設定する。このときのA/D変換器14のダイナミックレンジは、A/D変換器14への入力信号振幅に対して大きくなる方向に変化されることになるため、飽和余裕率は増加する。即ち、

$$\{(127 - 50) / 50\} \times 100 = 154\% \text{となる。つまり、A/D変換器14への入力が突発的に2.54倍に大振幅化するまでは飽和しないことになる。}$$

【0051】以上のことから、A/D変換器14への入力として突発な大振幅化が発生する恐れのある場合は、目標値Mの値を小さくして、飽和余裕を高くすれば良いことが理解される。そこで本例では制御信号発生部21は目標値Mとして使用できる値として、定常状態目標値M1と特殊状態目標値M2の2つの値を、それぞれスイッチ37のT1端子、T2端子に供給している。定常状態目標値M1は、比較的小さいダイナミックレンジを設定し、量子化誤差を少なくするための値とされ、例えば

10 M1 = 「110」とされる。特殊状態目標値M2は、量子化誤差の増加を或る程度許容しても飽和余裕を大きくするために比較的大きいダイナミックレンジを設定するための目標値であり、例えばM2 = 「50」とされる。

【0052】そして制御信号発生部21は上述したように、サーチ動作時、及び動作モード遷移時から所定期間ににおいて「H」となる特殊状態検出信号SSをスイッチ37の切換制御信号としてダイナミックレンジコントロール回路19に供給している。特殊状態検出信号SSが「H」となると、スイッチ37はT2端子が接続され、特殊状態検出信号SSが「L」となると、スイッチ37はT1端子が接続される。

【0053】特殊状態検出信号SSが「L」となっている期間とは、通常の再生動作時(定常状態)であり、このときは定常状態目標値M1が目標値Mとして減算器34に供給される。従って、M1 = 「110」とすると、上述のように飽和余裕率は15%であり、A/D変換器14のダイナミックレンジは入力信号に対して量子化誤差の少ない好適な状態に制御されることになる。一方、

30 特殊状態検出信号SSが「H」となっている期間、即ちサーチ動作時、及び動作モード遷移時から所定期間では(特殊状態)、特殊状態目標値M2が目標値Mとして減算器34に供給される。従って、M1 = 「50」とすると、上述のように飽和余裕率は154%であり、A/D変換器14のダイナミックレンジは入力信号に対して量子化誤差は大きいが十分な飽和余裕をもった状態に制御される。

【0054】図6にダイナミックレンジコントロールの様子を模式的に示す。時間軸方向(t1時点～t6時点)に動作モードが停止→再生→早送り(F/F)サーチ→巻戻(R/EW)サーチ→再生→停止と変化していくとする。図6(a)は目標値Mの変化、図6(b)は飽和余裕率の変化を示す。

【0055】最初に停止状態から再生が開始されてから一定期間(t0～t1)は特殊状態検出信号SSが「H」となるため、特殊状態目標値M2が目標値Mとして用いられ、ダイナミックレンジが大きく、つまり飽和余裕が大きくとられる。所定時間を経過し特殊状態検出信号SSが「L」となると(t1～t3)、定常状態目標値M1が目標値Mとして用いられ、ダイナミックレン

50

ジが小さく、飽和余裕は小さいが量子化誤差は小さい状態とされる。

【0056】さらに、 t_2 時点から早送りサーチに移行すると、特殊状態検出信号SSは「H」とされてダイナミックレンジは大きくされ、この状態は $t_3 \sim t_4$ 時点の巻戻サーチも継続される。さらに t_4 時点で再生動作に移行しても、モード変化から所定期間である t_5 時点までは特殊状態検出信号SSは「H」のままであり、ダイナミックレンジが大きくされた状態は継続される。そして t_5 時点以降 t_6 時点までは定常状態として、ダイナミックレンジが小さく量子化誤差は小さい状態とされる。

【0057】即ち本例では、入力信号が或る程度安定している定常状態ではA/D変換器14のダイナミックレンジを小さくし、量子化誤差を少なくすることでエラーレートの向上をはかり、一方、サーチ時やモード変化時など、A/D変換器14への入力信号が突発的な変化を起こす恐れのあるときは、或る程度量子化誤差を許容しても、オーバーフローという最も避けなければならない事態が発生しないように、A/D変換器14のダイナミックレンジを大きくし、十分な飽和余裕をとることでエラーが極度に増加することを防止するものである。

【0058】[第2の実施の形態] 第2の実施の形態としての例を図7、図8で説明する。なお、記録再生装置としての全体の構成は図1と同様とし、図7には要部のみを示す。

【0059】この例におけるダイナミックレンジコントロール回路19で、上記第1の実施の形態でのダイナミックレンジコントロール回路19と異なる点は、スイッチ37がなく、制御信号発生部21から固定の目標値Mが減算器34に供給されていること、及び特殊状態検出信号SSはローパスフィルタ35に入力され、特殊状態検出信号SSがローパスフィルタ35の応答時定数を制御する動作を行なう点である。

【0060】ローパスフィルタ35は例えばIIRデジタルフィルタとして形成されるが、IIRデジタルフィルタの一般的なモデルを図8(a)に示す。即ち入力データは乗算器71で係数Kと乗算され、加算器72を介して遅延回路73で1サンブルタイミング遅延されて出力される。遅延回路73の出力はまた乗算器74で係数 $(1-K)$ と乗算され、加算器72にフィードバックされる。このようなIIRデジタルフィルタでは、係数K(及び $1-K$)の値により応答時定数が変化することが知られている。

【0061】そこで本例では、特殊状態検出信号SSに基づいて係数K(及び $1-K$)の値を変化させることで、ダイナミックレンジ制御ループの応答速度を可変するようにしたものである。

【0062】特殊状態検出信号SSが「L」となってい

る期間とは、上述したように通常の再生動作時(定常状態)であり、このときはA/D変換器14の入力としては急激な振幅変化はあらわれない。そしてダイナミックレンジ制御ループの安定性を向上させるためにはダイナミックレンジコントロール回路19としての応答性を或る程度遅くしたほうがよい。そこでローパスフィルタ35は、特殊状態検出信号SSが「L」となっている期間は、例えば係数K=0.1、係数 $(1-K)=0.9$ と設定するようとする。するとローパスフィルタ35の応答時定数は図8(b)のように或る程度遅い状態とされる。

【0063】一方、特殊状態検出信号SSが「H」となっている期間、即ちサーチ動作時、及び動作モード遷移時から所定期間では(特殊状態)、A/D変換器14の入力として急激な振幅変化が生ずる可能性がある。このような場合はダイナミックレンジコントロール動作としては即座に反応してオーバーフローや量子化誤差の増大を避ける必要がある。そこでローパスフィルタ35は、特殊状態検出信号SSが「H」となっている期間は、例えば係数K=0.3、係数 $(1-K)=0.7$ と設定するようにし、応答時定数を図8(c)のように速い状態とする。

【0064】このような本例では、サーチ時などでA/D変換器14の入力として急激な振幅変化が生じた場合には即座に応答してA/D変換器14のダイナミックレンジを適正に変化させ、オーバーフローや量子化誤差の増大を避けることができ、一方定常時には適度に遅い応答性によりダイナミックレンジ制御ループの安定性を実現することができる。

【0065】[第3の実施の形態] 第3の実施の形態としての例を図9で説明する。記録再生装置としての全体の構成は図1と同様とし、図9には要部のみを示す。この例が上述した第2の実施の形態としての例と異なる点は、正負評価部38を設けている点である。正負評価部38は減算器34の出力である誤差Eの値について、正值か負値かを判別し、その判別結果を時点数変更信号Jとしてローパスフィルタ35に供給する。

【0066】ダイナミックレンジコントロール19の動作としては、上述したように、ピーク検出値PKが目標値Mより小さい場合、即ち誤差Eが負の値であるときは、A/D変換器14のダイナミックレンジが小さくなるように制御を行ない、一方、ピーク検出値PKが目標値Mより大きい場合、即ち誤差Eが正の値であるときは、A/D変換器14のダイナミックレンジが大きくなるように制御を行なう。正負評価部38は、誤差Eの正負判断により、現在の処理はダイナミックレンジが大きくなるように制御を行なうのか、小さくなるように制御を行なうかを判別する。そして、その判別結果でローパスフィルタ35の時定数を制御することになる。

【0067】誤差Eが負であると判別されたときは、ローパスフィルタ35は、例えば係数K=0.1、係数(1-

$-K = 0.9$ と設定し、前述した図8 (b) のようにローパスフィルタ35の応答時定数を或る程度遅い状態とする。一方、誤差Eが正であると判別されたときは、ローパスフィルタ35は例えば係数 $K = 0.3$ 、係数 $(1 - K) = 0.7$ と設定するようにし、応答時定数を図8 (c) のように速い状態とする。

【0068】つまり本例のダイナミックレンジコントロール回路19では、A/D変換器14のダイナミックレンジを拡大するときには応答性を速くするものである。ダイナミックレンジを拡大するときとは、A/D変換器14への入力信号振幅が大きくなるときであり、つまりオーバーフローが生ずる可能性が発生する時である。従って、このようなときは迅速な応答性でダイナミックレンジの拡大制御を行なうことで、オーバーフロー発生を防止するものである。即ち、最も起こってはならないオーバーフローに対しての防止機能を強化するものであるといえる。

【0069】[第4の実施の形態] 第4の実施の形態の要部を図10に示す。この例におけるダイナミックレンジコントロール回路19の特徴としては、図1にも破線で示したようにデジタル等化回路15の出力についても監視するようとしている点である。この例では、A/D変換器14の出力であるサンプルデータSDは整流回路31Aに入力され、整流されたサンプルデータSDS1とされる。またデジタル等化回路15の出力は整流回路31Bに入力されて、同様に整流されたデータSDS2とされる。

【0070】整流回路31Aで整流されたサンプルデータSDS1はスイッチ40のTS1端子とコンバレータ39に供給される。また整流回路31Bで整流されたデータSDS2はスイッチ40のTS2端子とコンバレータ39に供給される。

【0071】コンバレータ39は入力されるデータSDS1, SDS2の値についての大小比較を行ない、その比較結果をスイッチ40に対する制御信号として出力する。即ちデータSDS1の方が大きければスイッチ40に端子TS1を接続させ、データSDS2の方が大きければスイッチ40に端子TS2を接続させる。

【0072】従って、A/D変換器14から出力されたサンプルデータSDとデジタル等化回路15の出力のうち、絶対値として大きいほうのデータがピーク検出回路32に供給され、ピーク検出動作の対象とされることになる。そして上述してきた各例と同様に、ピーク検出値PKと目標値Mが減算器34で減算され、得られた誤差Eに応じてダイナミックレンジの可変制御が行なわれる。

【0073】このような本例では、デジタル等化回路15もダイナミックレンジ制御ループに組み込まれることになる。仮にA/D変換器14においてオーバーフローが発生しなくとも、デジタル等化回路15における演算

でサンプルデータがオーバーフローする恐れもある。デジタル等化回路15におけるオーバーフローを防止するには、そのような恐れがあるときにA/D変換器14のダイナミックレンジを大きくすればよい。

【0074】そこで本例のようにデジタル等化回路15もダイナミックレンジ制御ループに組み込み、デジタル等化回路15の出力とA/D変換器14の出力の両方を監視して、ピーク検出を行なうことで、デジタル等化回路15でのオーバーフローも発生しないようにする、A/D変換器14のダイナミックレンジ制御が可能となる。

【0075】[第5の実施の形態] 第4の実施の形態の要部を図11に示す。この例は、ここまで説明してきた第1～第4の実施の形態としてのダイナミックレンジコントロール回路の特徴を全て備えるようにしたものである。

【0076】即ち第1の実施の形態と同様に、スイッチ37が特殊状態検出信号SSに応じて切り換わるようにし、つまり特殊状態検出信号SSにより目標値Mを定常状態目標値M1と特殊状態目標値M2に切り換えるようになる。これにより、定常再生状態では小さいダイナミックレンジで量子化誤差を少なく、またサーチ時、モード遷移時はダイナミックレンジを大きくして突発的な大振幅入力に対しても飽和余裕が得られるようになる。

【0077】また第2の実施の形態と同様に、特殊状態検出信号SSによりローパスフィルタ35の応答時定数を変化させるとともに、第3の実施の形態と同様に誤差Eの正負評価に応じてもローパスフィルタ35の応答時定数を変化させる。このため特殊状態検出信号SSはオアゲート41を介してローパスフィルタ35に供給され、また正負評価部38からの時定数変更信号Jもオアゲート41を介してローパスフィルタ35に供給される。

【0078】従って、サーチ時、モード遷移時にはローパスフィルタ35は高速応答状態とされ、さらにダイナミックレンジを拡大制御する際も高速応答状態とされる。これにより、A/D変換器14の入力として急激な振幅変化が生じても即座に応答してA/D変換器14のダイナミックレンジを適正に変化させ、オーバーフローや量子化誤差の増大を避けることができるよう応答性を速くし、一方定常時には適度に遅い応答性としてダイナミックレンジ制御ループの安定性を得る。また、オーバーフローの恐れのあるダイナミックレンジ拡大時にも高速応答状態とされることで、オーバーフローを確実に回避できるようにしている。

【0079】さらに第4の実施の形態と同様にデジタル等化回路15の出力もダイナミックレンジ制御ループに取り込むようとしているため、A/D変換器14だけでなくデジタル等化回路15でのオーバーフロー防止という機能も発揮されることになる。

【発明の効果】以上説明したように本発明のデータ再生装置では、A/D変換手段におけるダイナミックレンジを可変制御できるダイナミックレンジ制御手段として、当該データ再生装置の動作が定常状態であるときはダイナミックレンジを小さく、また当該データ再生装置の動作が特殊状態であるときはダイナミックレンジを大きくするように制御を行なうようにしている。このため、A/D変換手段のダイナミックレンジと入力信号レベルが常に適切な状態となるようにダイナミックレンジを可変制御されるとともに、突発的な振幅変化が殆ど発生しないと思われる定常状態では、A/D変換手段のダイナミックレンジを小さくして量子化誤差を小さくし、再生データとしてのエラーレートの向上を実現できる。また、突発的な振幅変化が発生する恐れのある特殊状態ではダイナミックレンジを大きくして飽和余裕を大きくし、少なくともオーバーフローを防止することが実現され、エラーが極度に増加することを防止できるという効果がある。特に特殊状態であるときは、当該データ再生装置がサーチ動作を行なっている期間や、動作モードが遷移したときの所定期間とすることが最もその効果が有效地に発揮されることになる。

【0081】また、ダイナミックレンジ制御手段は、当該データ再生装置の動作が定常状態であるときはA/D変換手段の出力に応じたダイナミックレンジ可変制御動作の応答性が遅くなるように設定され、また当該データ再生装置の動作が特殊状態であるときはA/D変換手段の出力に応じたダイナミックレンジ可変制御動作の応答性が早くなるように設定することで、特殊状態において急激な振幅変化が生じた場合には即座に応答してダイナミックレンジを適正に変化させ、オーバーフローや量子化誤差の増大を避けることができる。また定常時には適度に遅い応答性によりダイナミックレンジ制御ループの安定性を実現することができるという効果がある。これについても特殊状態であるときは、当該データ再生装置がサーチ動作を行なっている期間や、動作モードが遷移したときの所定期間とすることで最もその効果が有效地に発揮される。

【0082】さらに本発明では、ダイナミックレンジ制御手段は、A/D変換手段のダイナミックレンジを拡大する制御を行なう際には、A/D変換手段の出力に応じたダイナミックレンジ可変制御動作の応答性が早くなるように設定されるようにしている。つまりオーバーフローが生ずる可能性が発生するダイナミックレンジの拡大制御時に応答性を速くすることで、最も起こってはならないオーバーフローに対しての防止機能を強化することができるという効果がある。

【0083】さらに本発明では、A/D変換手段の出力と等化手段の出力の両方を監視して、A/D変換手段におけるダイナミックレンジを適応的に可変制御できるダイナミックレンジ制御手段を備えるようにしているた

め、A/D変換手段と等化手段の両方について、オーバーフローが発生しないようにする制御が実現されるという効果がある。

【0084】そして以上のような効果から、本発明のデータ再生装置としては、定常動作時のエラーレートの向上、A/D変換手段と等化手段における飽和防止によるエラーレート悪化防止、制御ループ安定までの高速化により機器の再生性能、サーチ性能の向上、定常時の制御ループの安定性、等が実現される。また、このために付加する回路構成も簡易なもので実現できるという効果もある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態の記録再生装置のブロック図である。

【図2】実施の形態の基本的なダイナミックレンジ制御動作の説明図である。

【図3】第1の実施の形態の要部のブロック図である。

【図4】実施の形態のダイナミックレンジコントロール回路の動作の説明図である。

【図5】実施の形態のピーク検出回路の回路図である。

【図6】実施の形態のダイナミックレンジコントロール動作の説明図である。

【図7】第2の実施の形態の要部のブロック図である。

【図8】実施の形態のローパスフィルタの応答性の説明図である。

【図9】第3の実施の形態の要部のブロック図である。

【図10】第4の実施の形態の要部のブロック図である。

【図11】第5の実施の形態の要部のブロック図である。

【図12】バーシャルレスポンス等化波形のアイバータの説明図である。

【図13】サンプリングデータの分布状態の説明図である。

【図14】適正なダイナミックレンジ設定状態の説明図である。

【図15】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルが低い状態の説明図である。

【図16】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルが低い状態でのサンプリングデータの分布状態の説明図である。

【図17】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルが低い状態でのサンプリングデータの分布状態の説明図である。

【図18】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルがより低い状態でのサンプリングデータの分布状態の説明図である。

【図19】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルがより低い状態でのサンプリングデータの分布状態の説明図である。

【図20】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルが極度に低い状態でのサンプリングデータの分布状態の説明図である。

【図21】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルが極度に低い状態でのサンプリングデータの分布状態の説明図である。

【図22】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルが大きい状態でのサンプリングデータの分布状態の説明図である。

【図23】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルが大きい状態の説明図である。

【図24】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベルがさらに大きい状態でのサンプリングデータの分布状態の説明図である。

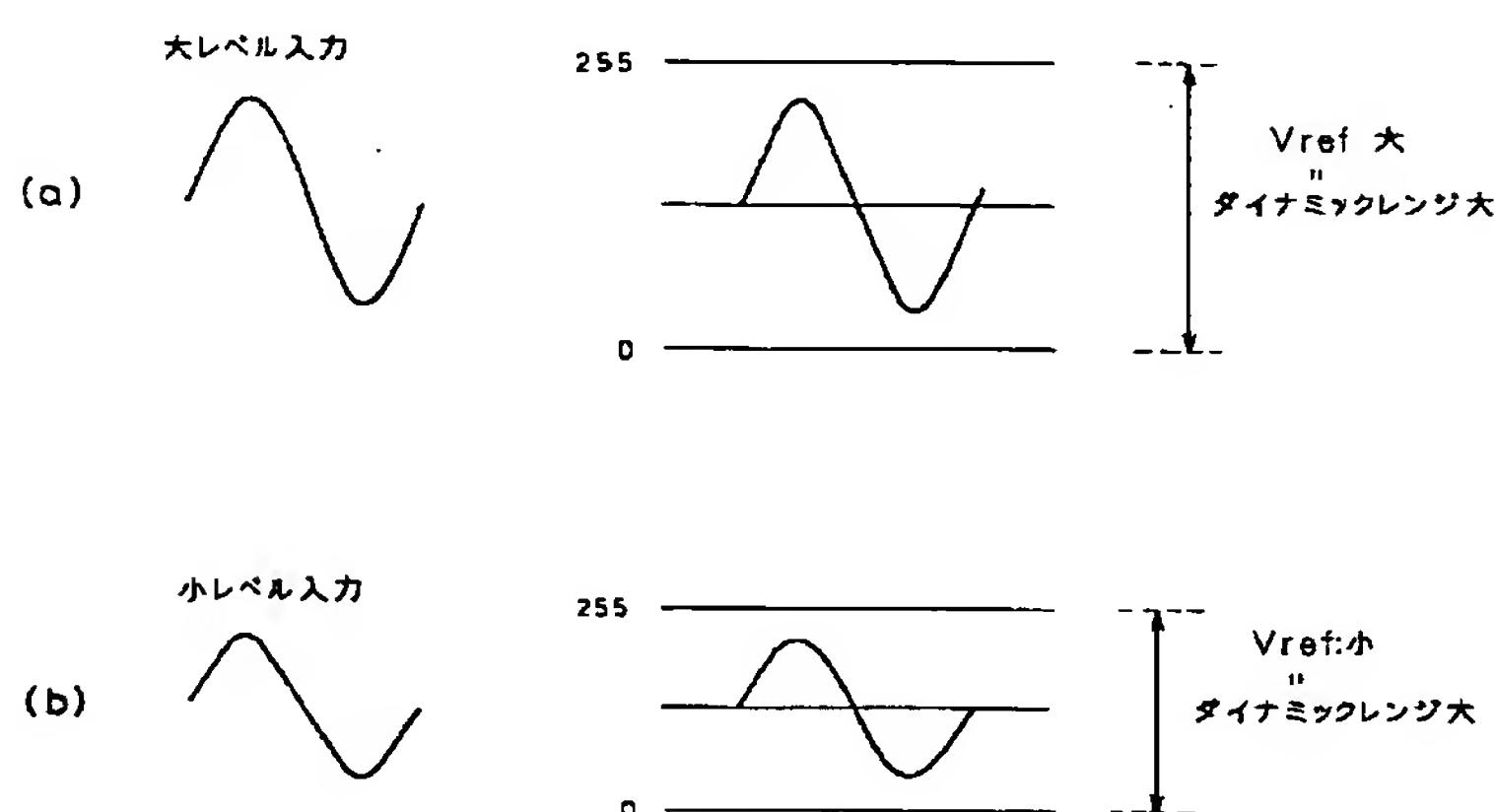
【図25】ダイナミックレンジに比べて入力信号レベル*

*がさらに大きい状態の説明図である。

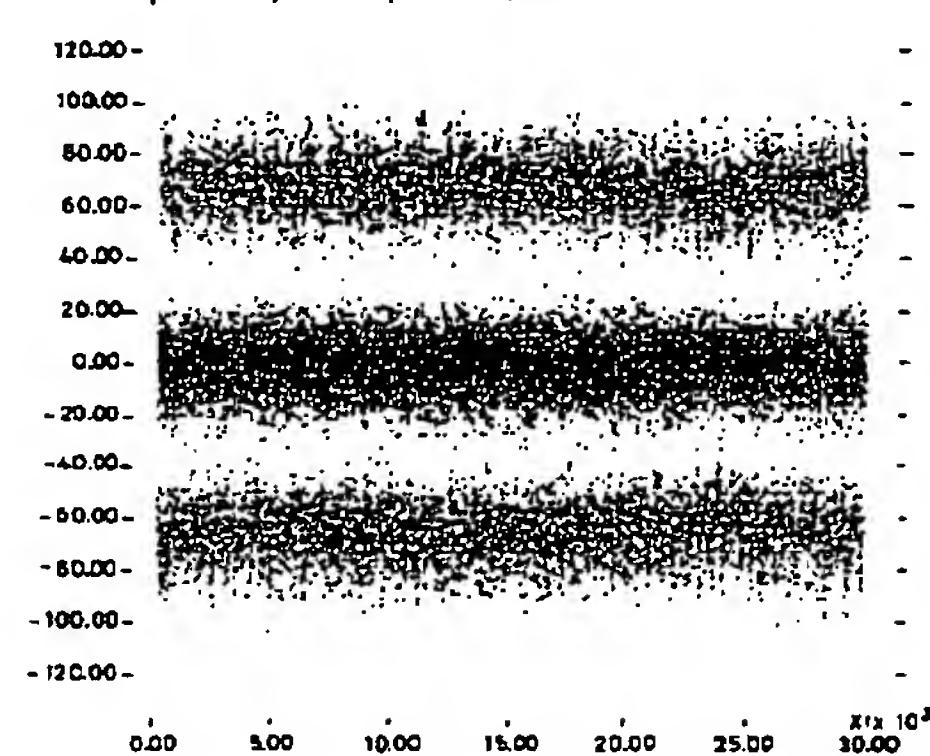
【符号の説明】

- 4 8-10変調部、5 プリコーダ、6 記録アンプ、7, 10 ロータリーエンコーダ、8 記録ヘッド、9 再生ヘッド、11 再生アンプ、12 アナログ等化回路、13 PLI回路、14 A/D変換器、15 デジタル等化回路、16 2値化回路、17 10-8変換部、18 エラー訂正部、19 ダイナミックレンジコントロール回路、20 D/A変換器、21 制御信号発生部、31, 31A, 31B 整流回路、32 ピーク検出回路、33 タイミング発生部、34 減算器、35 ローパスフィルタ、36 乗算器、37, 40 スイッチ、38 正負評価部、39 コンバレータ、41 オアゲート

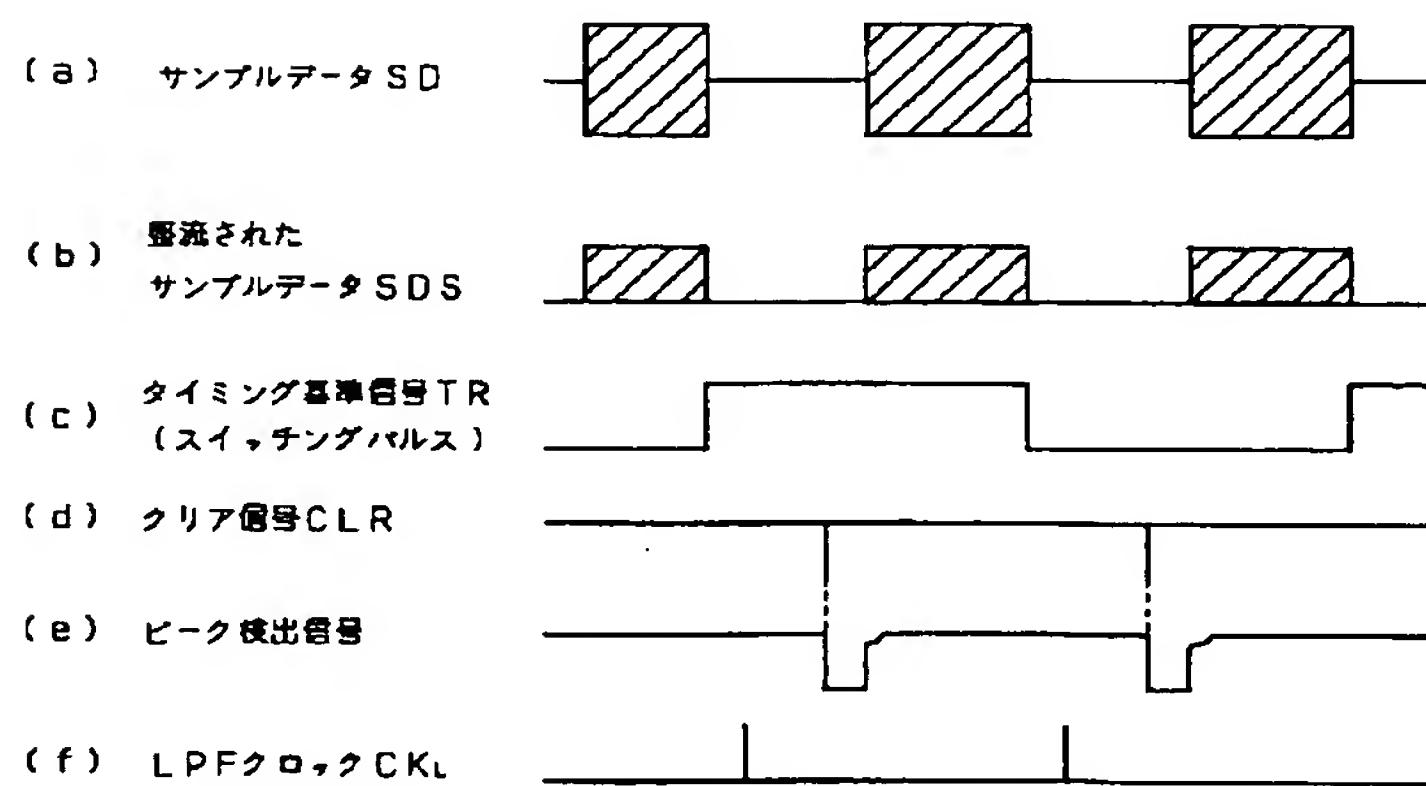
【図2】



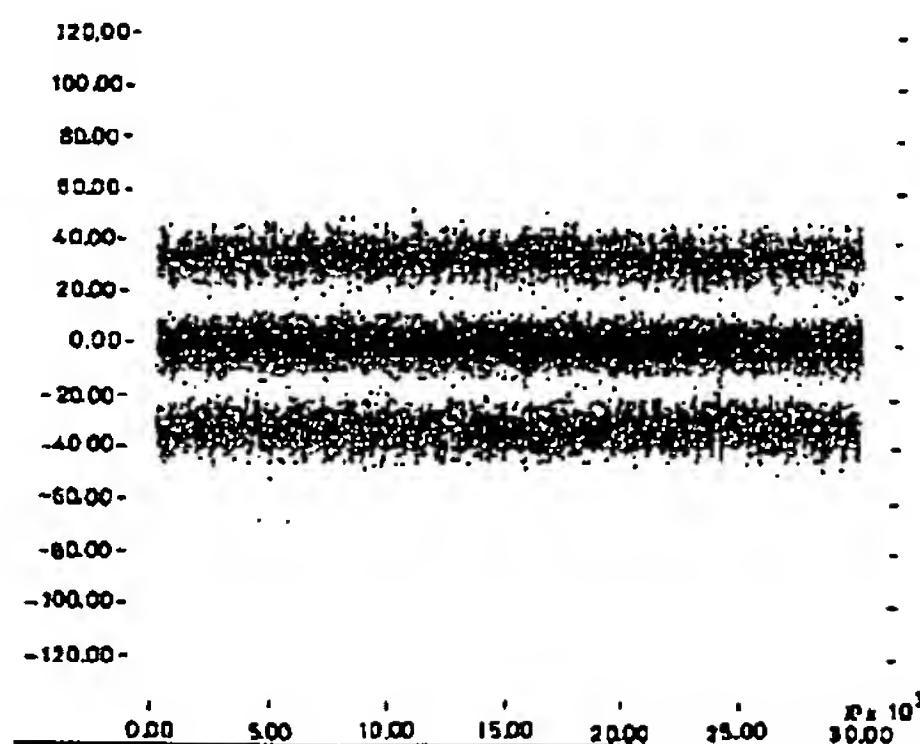
【図13】



【図4】



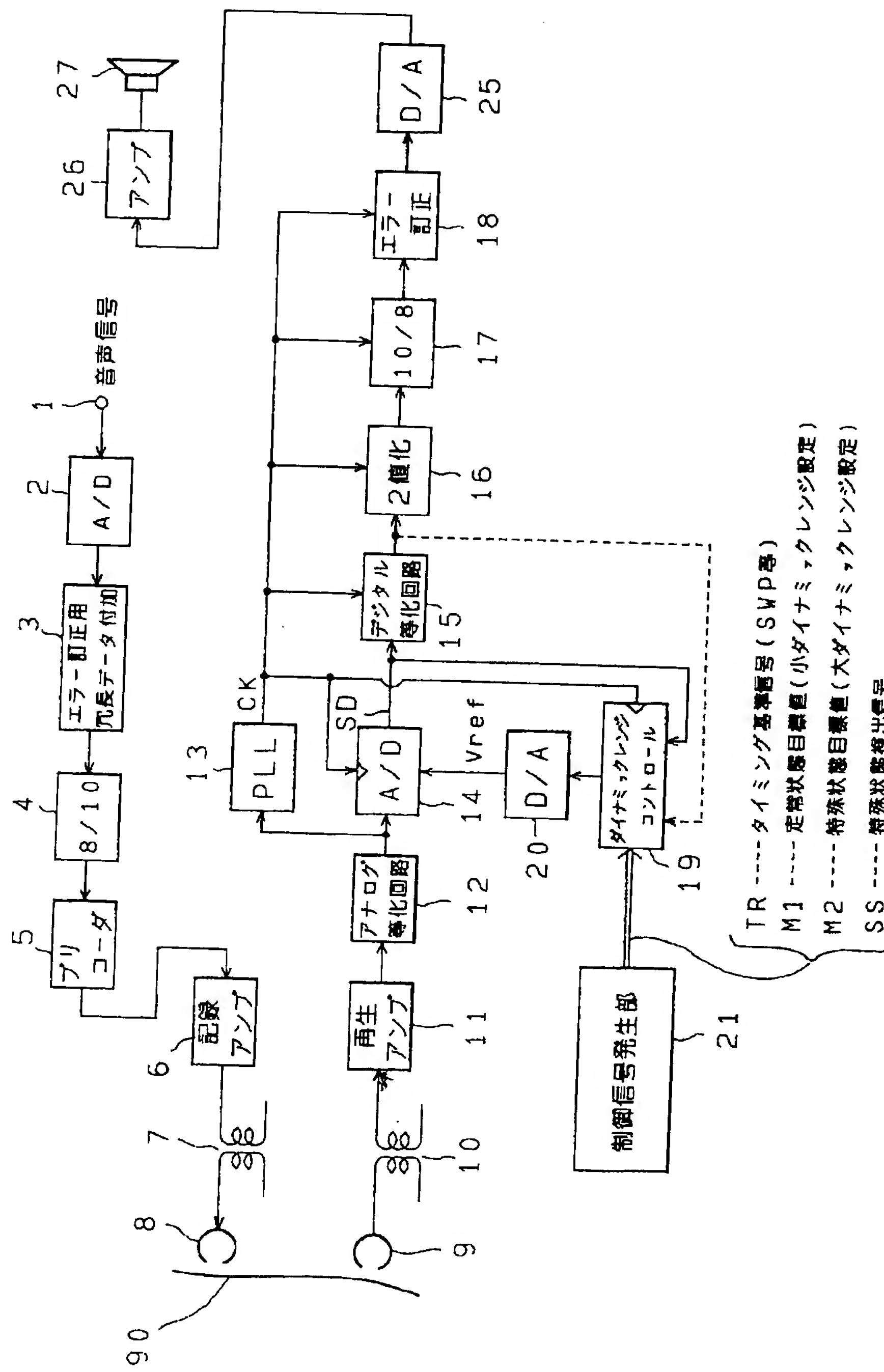
【図16】



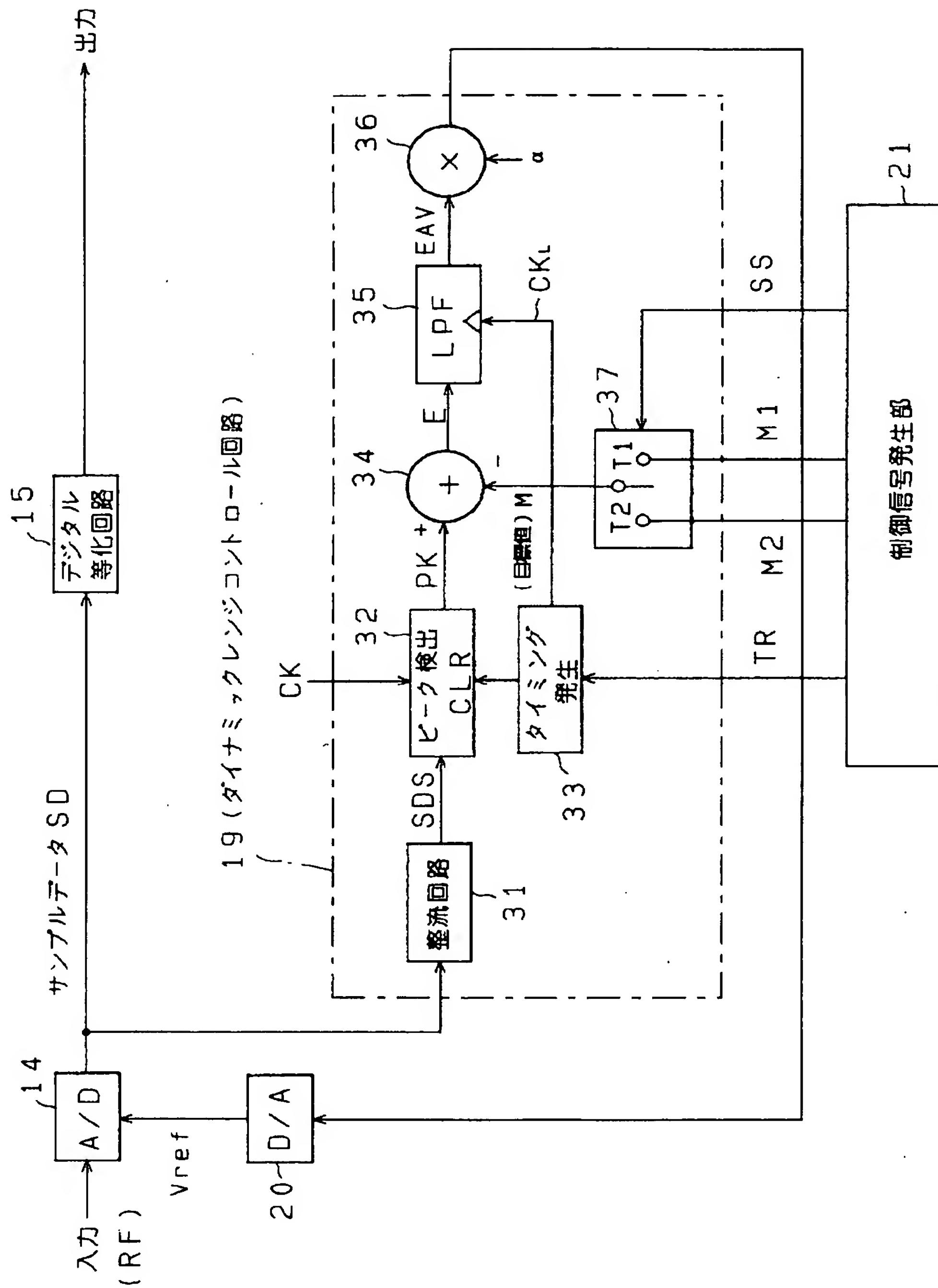
(12)

特開平9-245433

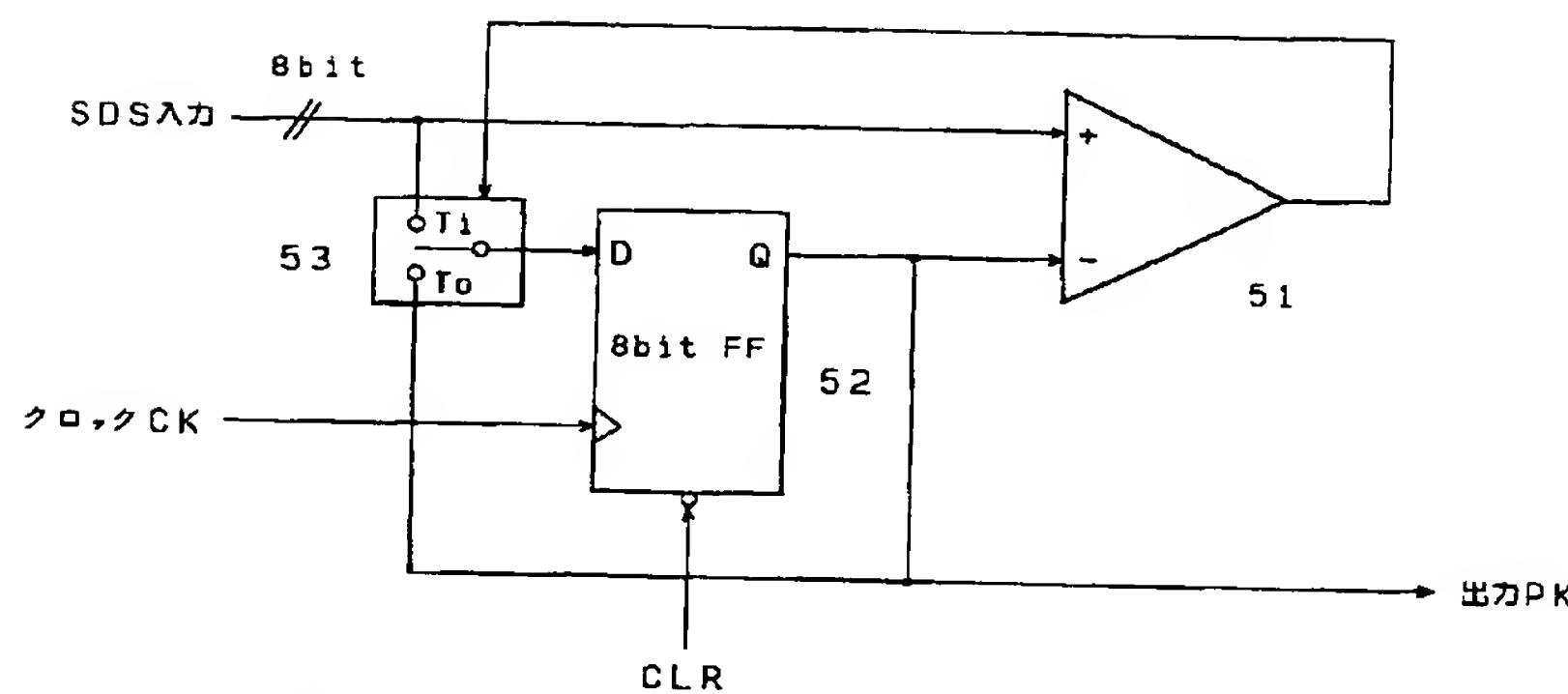
[1]



【図3】

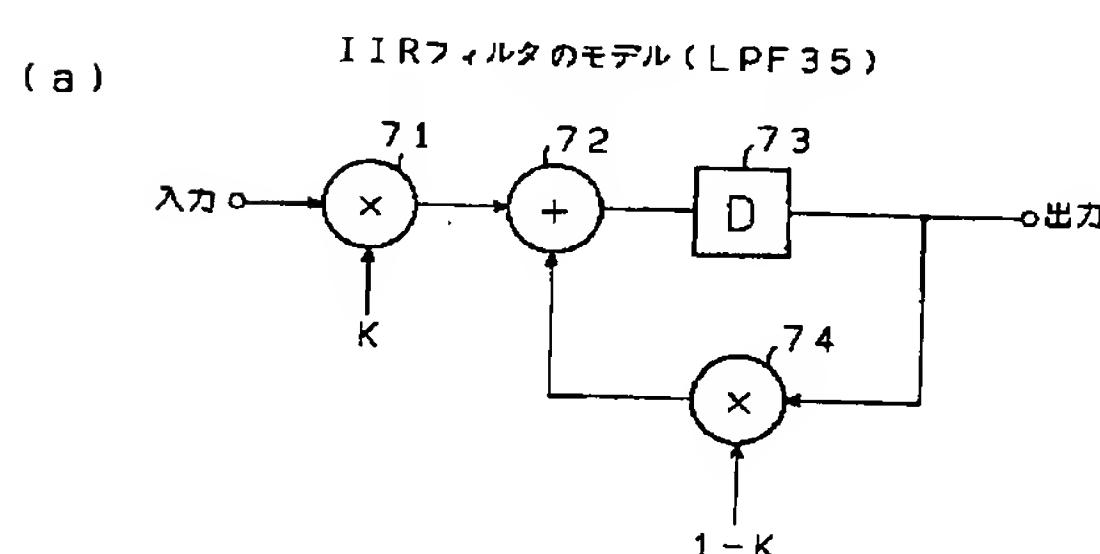
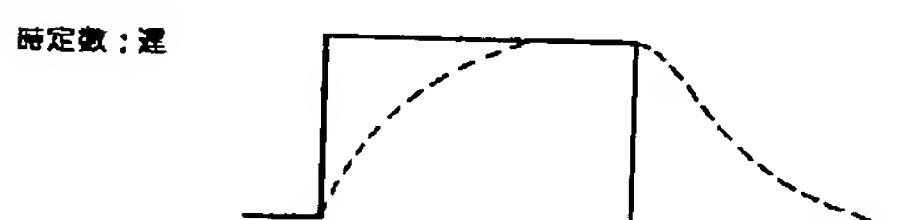
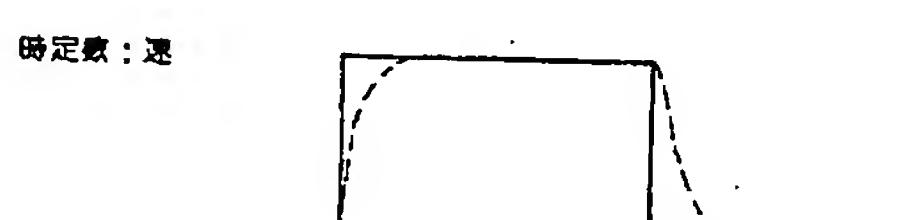


【図5】

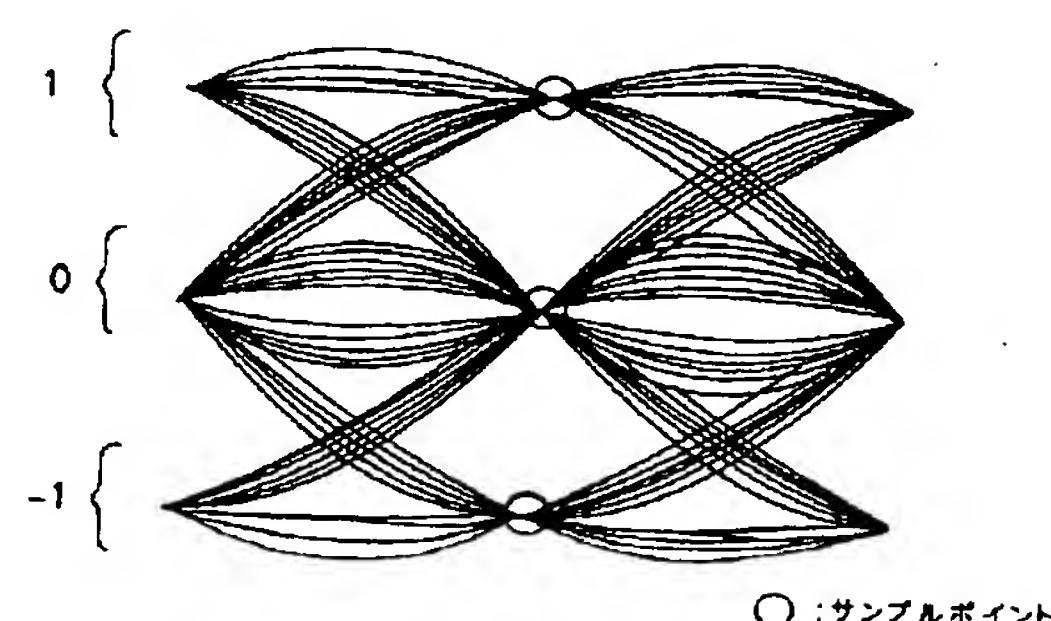


ピーク検出回路 32

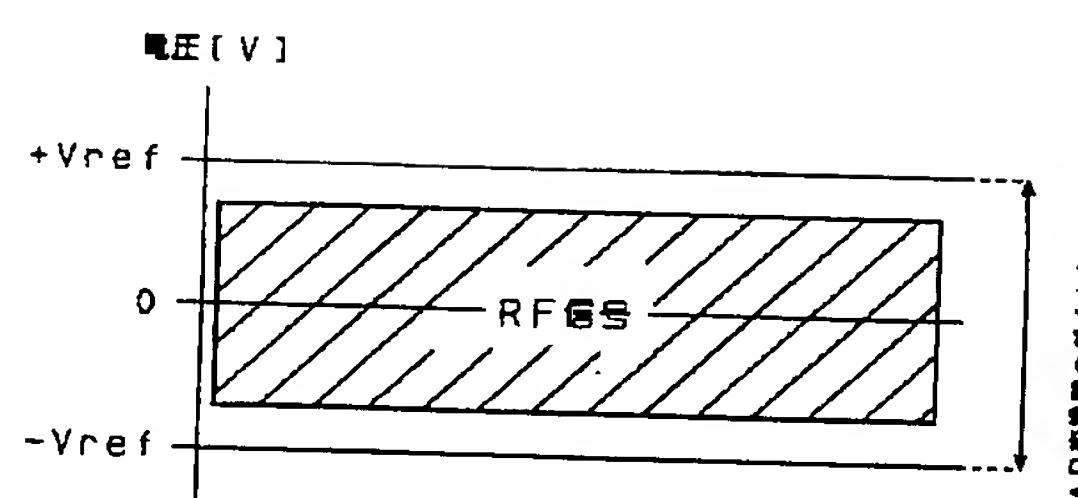
【図8】

(b) $K = 0.1, 1-K = 0.9$ (c) $K = 0.3, 1-K = 0.7$ 

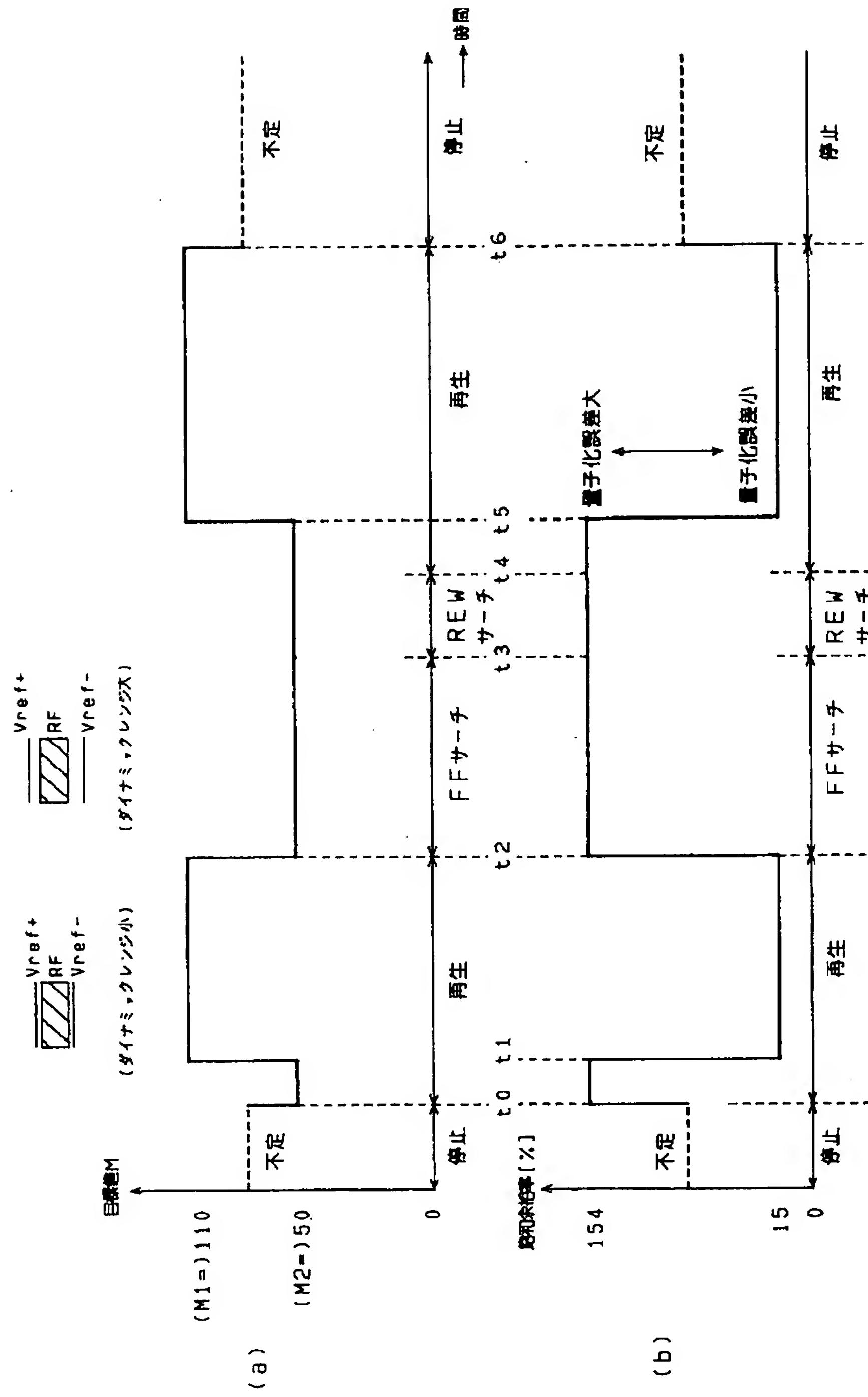
【図12】



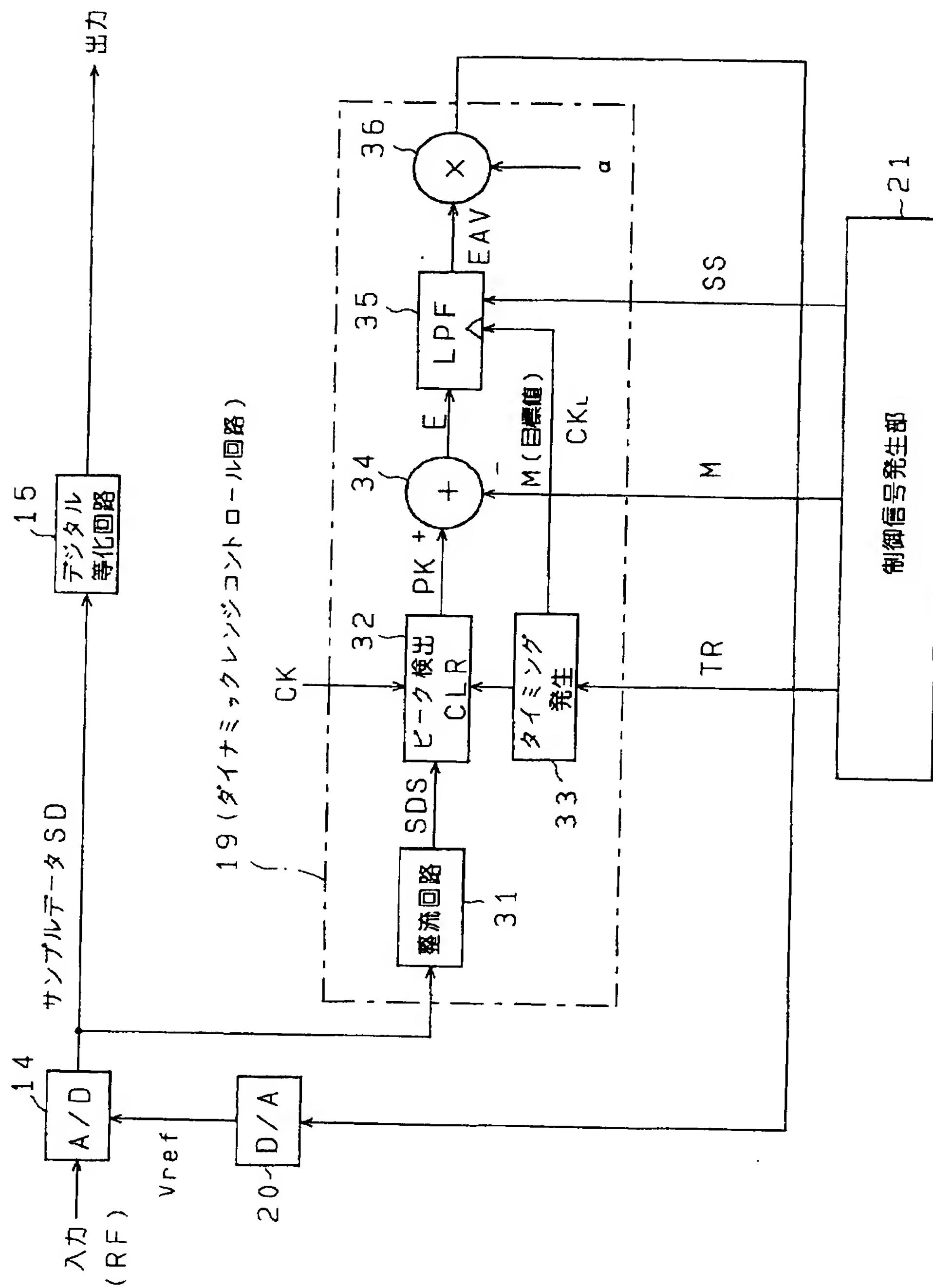
【図14】



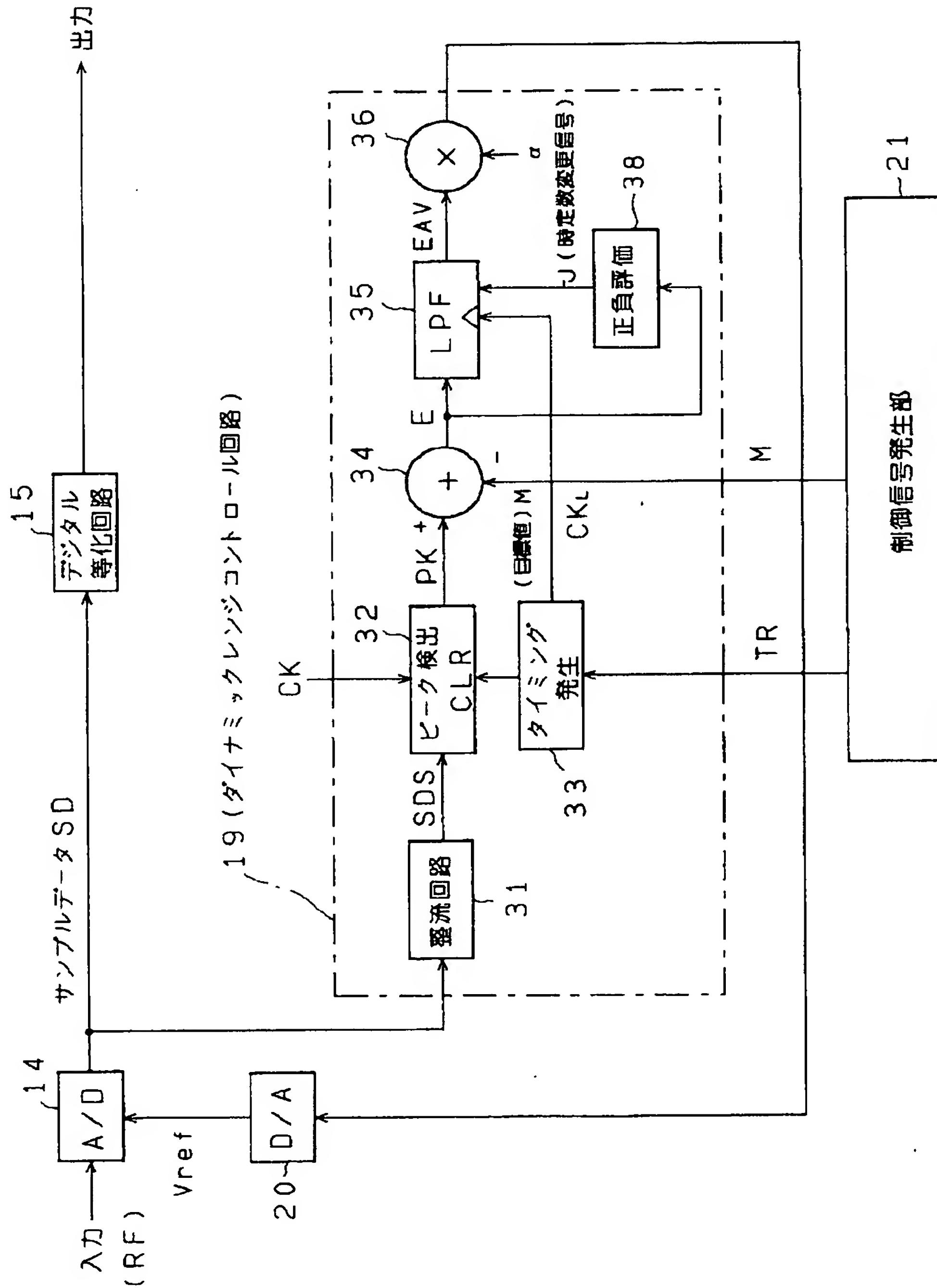
【図6】



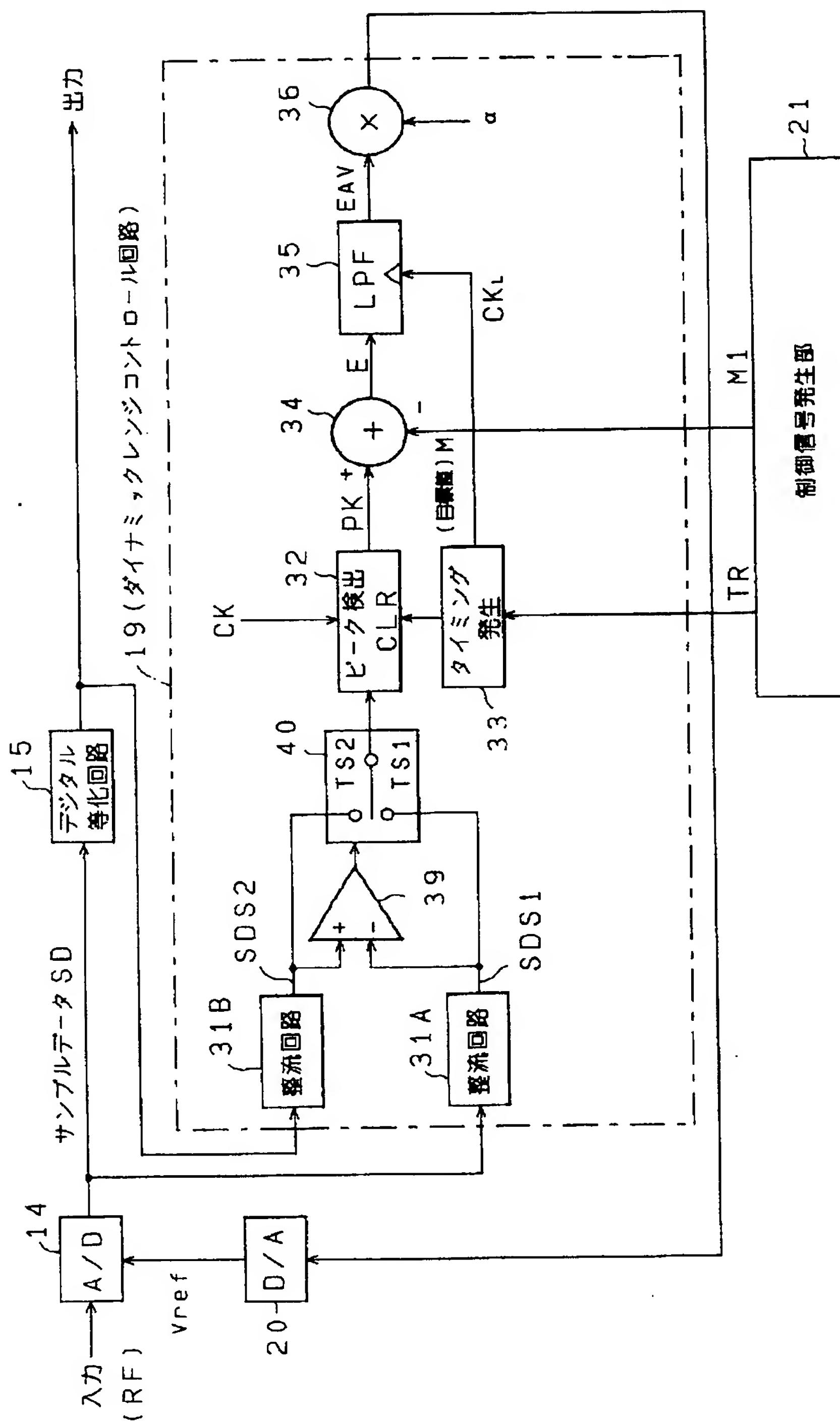
【図7】



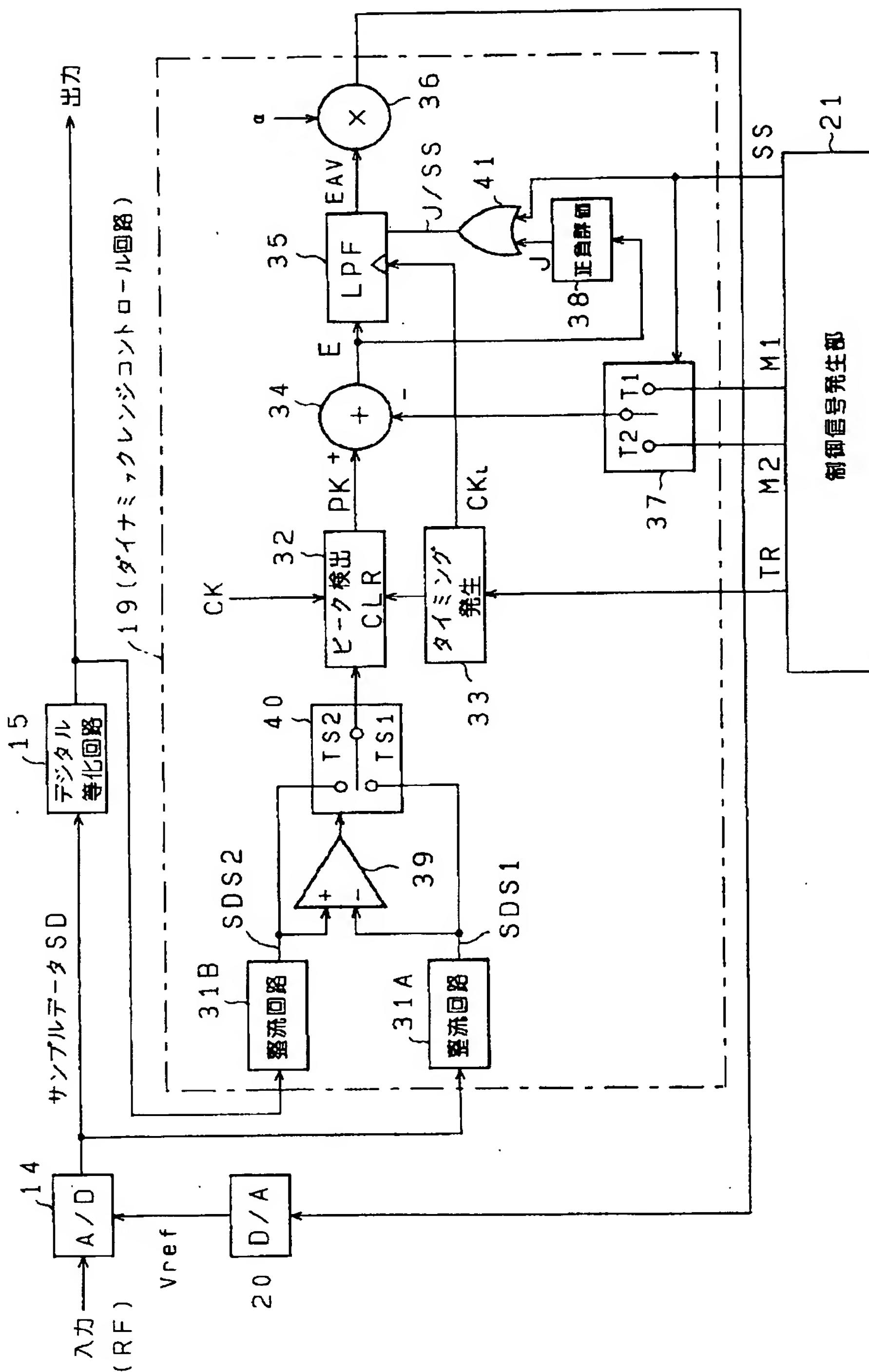
[图9]



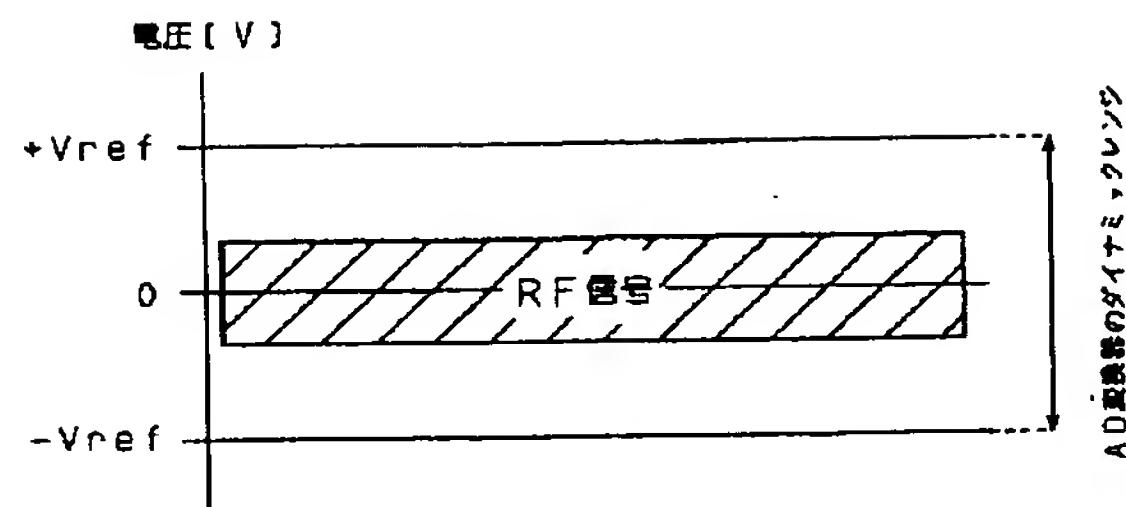
【図10】



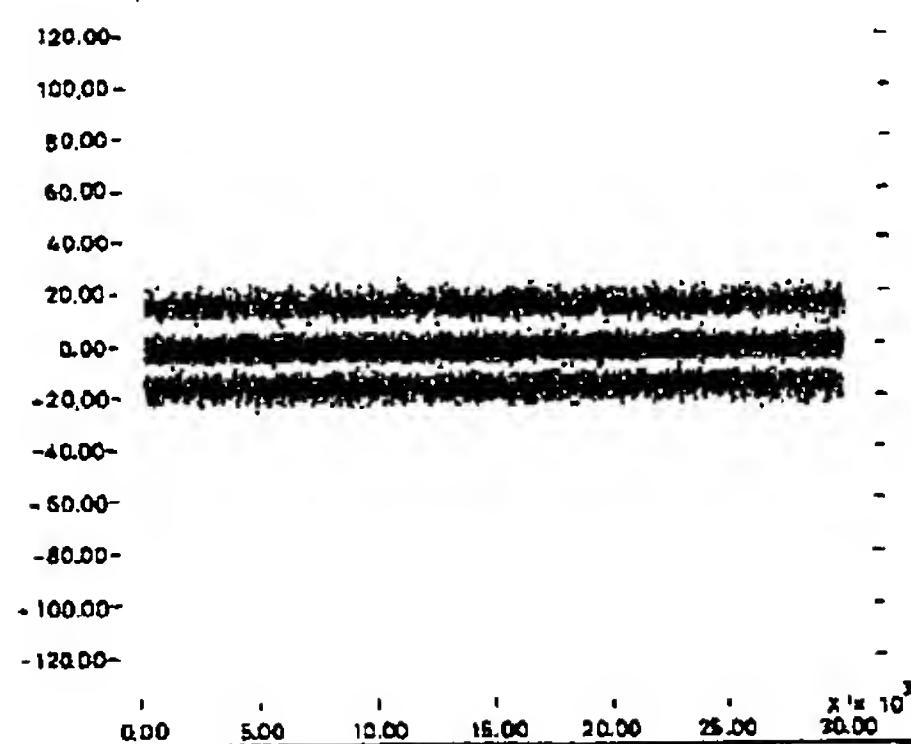
[図11]



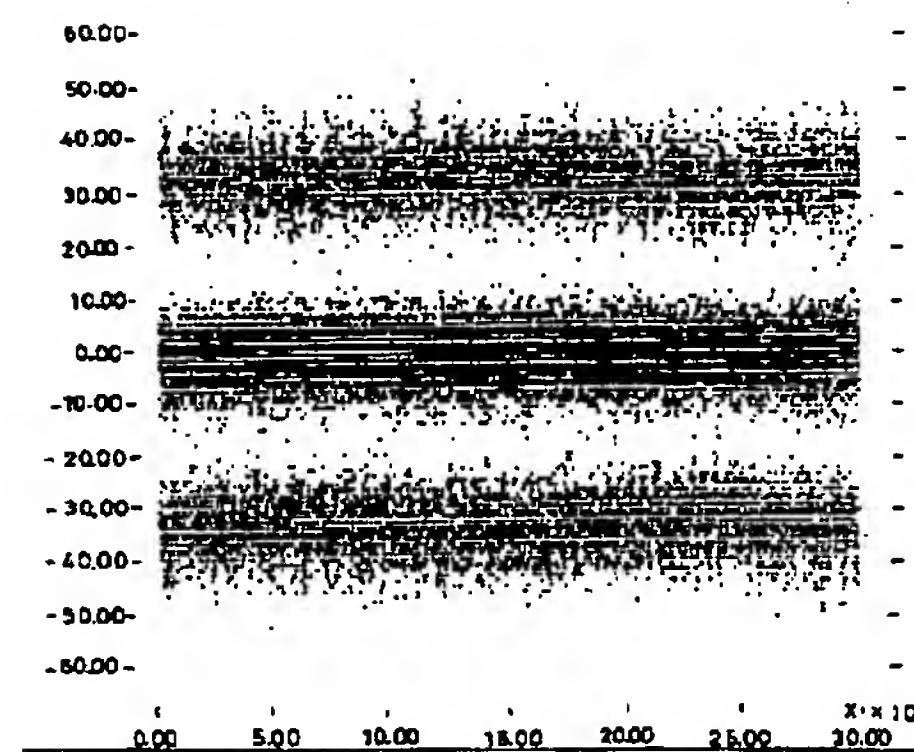
【図15】



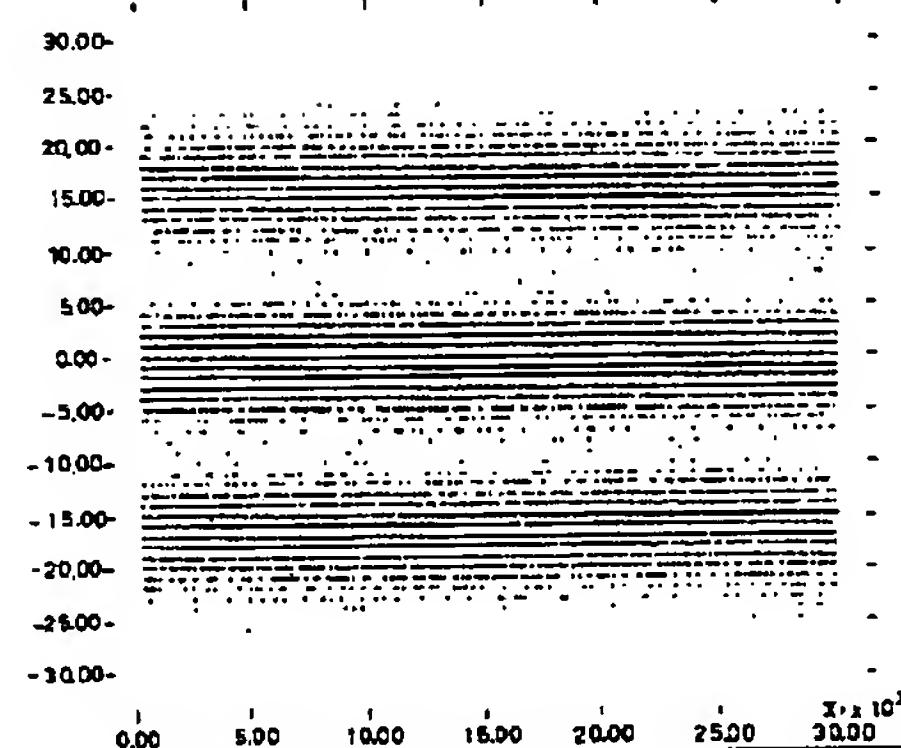
【図18】



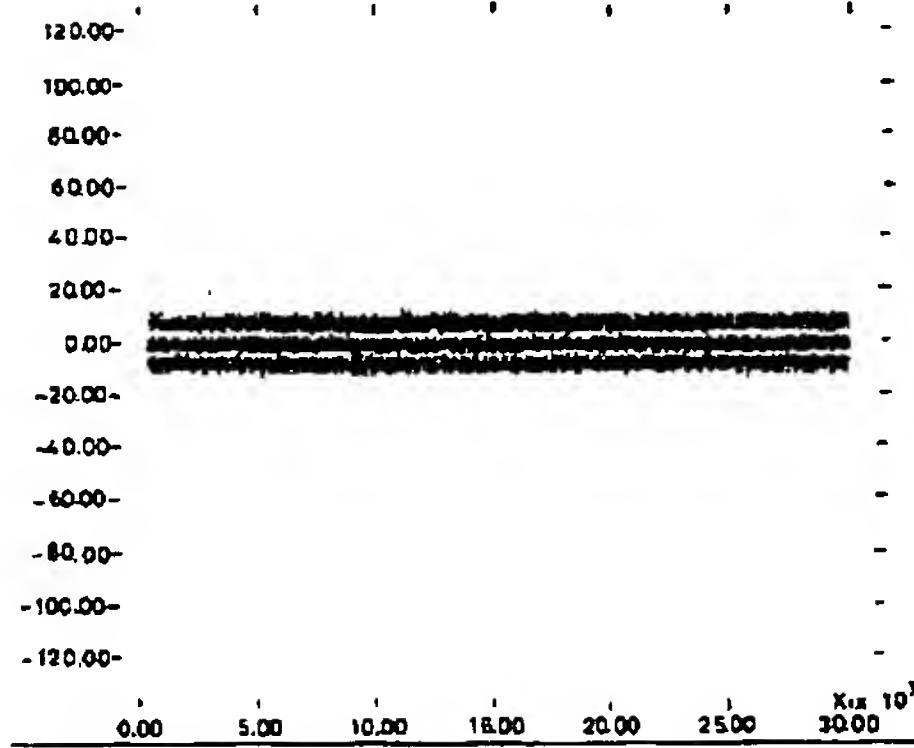
【図17】



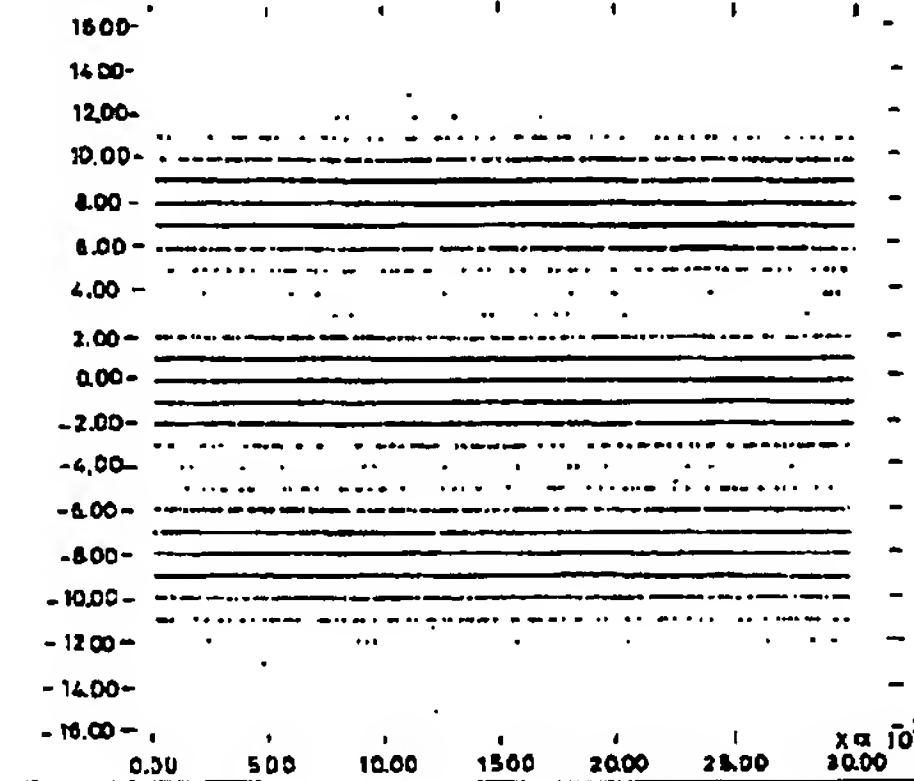
【図19】



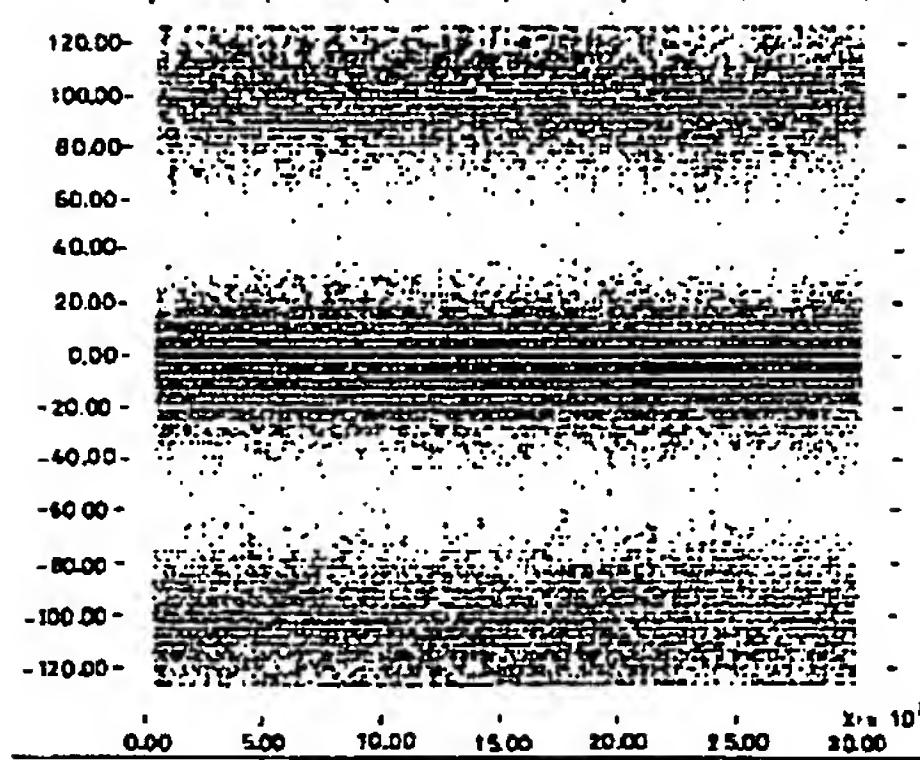
【図20】



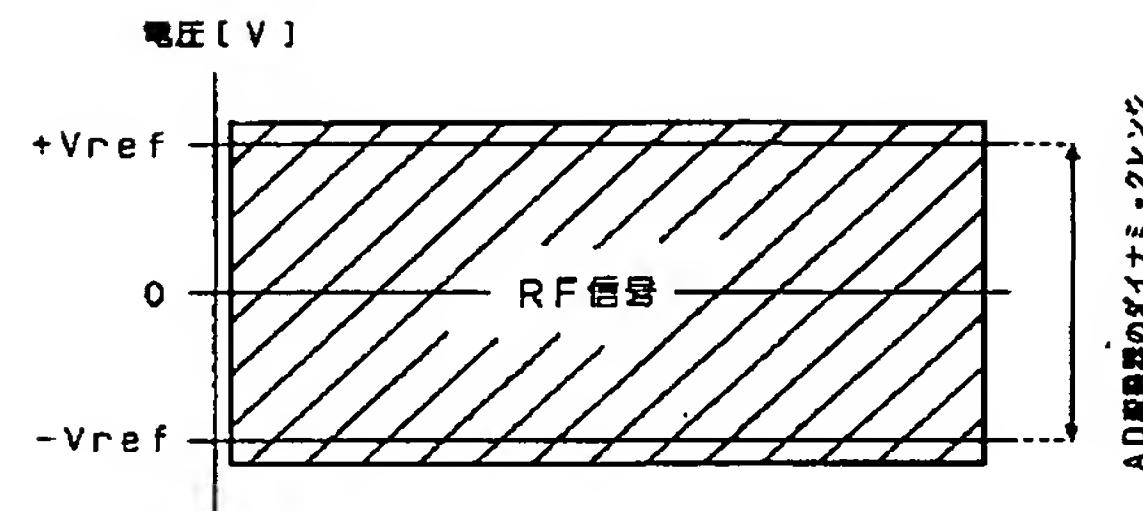
【図21】



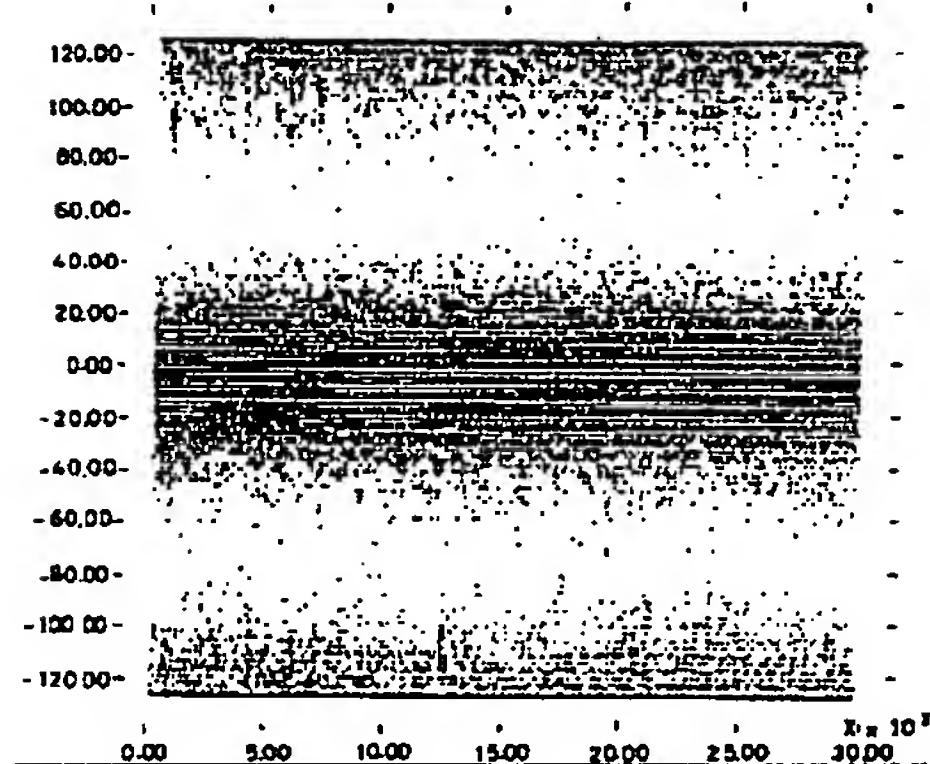
【図22】



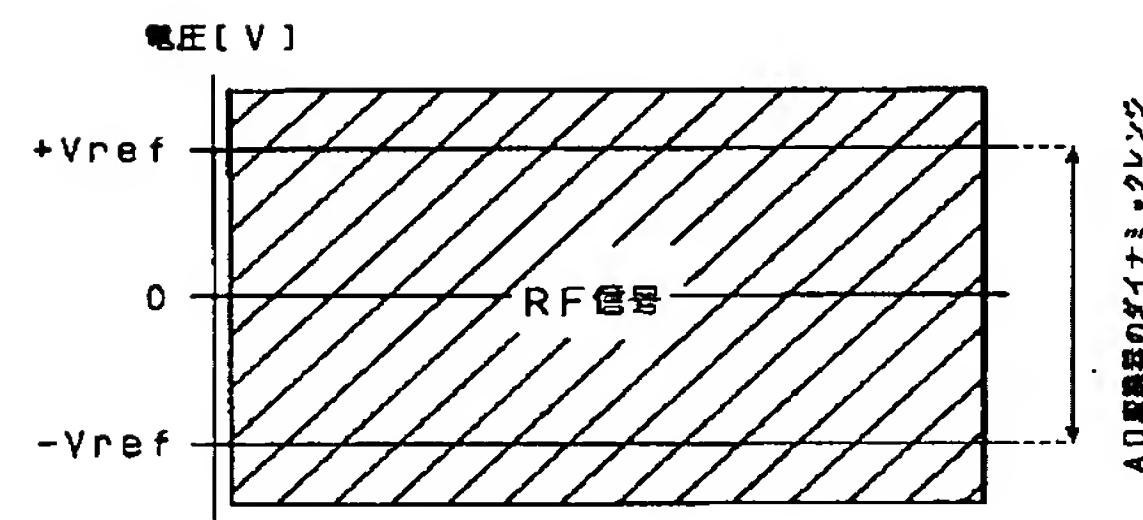
【図23】



【図24】



【図25】



THIS PAGE BLANK (USPTO)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)